



## 저작자표시-비영리-변경금지 2.0 대한민국

이용자는 아래의 조건을 따르는 경우에 한하여 자유롭게

- 이 저작물을 복제, 배포, 전송, 전시, 공연 및 방송할 수 있습니다.

다음과 같은 조건을 따라야 합니다:



저작자표시. 귀하는 원저작자를 표시하여야 합니다.



비영리. 귀하는 이 저작물을 영리 목적으로 이용할 수 없습니다.



변경금지. 귀하는 이 저작물을 개작, 변형 또는 가공할 수 없습니다.

- 귀하는, 이 저작물의 재이용이나 배포의 경우, 이 저작물에 적용된 이용허락조건을 명확하게 나타내어야 합니다.
- 저작권자로부터 별도의 허가를 받으면 이러한 조건들은 적용되지 않습니다.

저작권법에 따른 이용자의 권리는 위의 내용에 의하여 영향을 받지 않습니다.

이것은 [이용허락규약\(Legal Code\)](#)을 이해하기 쉽게 요약한 것입니다.

[Disclaimer](#)

공학박사 학위논문

3단 구성을 가지는 단상 반도체  
변압기의 신뢰성 향상을 위한  
분산 제어 방법

A Distributed Control for Improving  
Reliability of Single Phase Solid State  
Transformer with Three Stage Configuration

2017 년 2 월

서울대학교 대학원

전기·컴퓨터공학부

장 바 울

# 3단 구성을 가지는 단상 반도체 변압기의 신뢰성 향상을 위한 분산 제어 방법

지도 교수 조 보 형

이 논문을 공학박사 학위논문으로 제출함  
2016 년 12 월

서울대학교 대학원  
전기·컴퓨터공학부  
장 바 울

장바울의 공학박사 학위论문을 인준함  
2016 년 12 월

위 원 장 \_\_\_\_\_ 설 승 기 \_\_\_\_\_ (인)

부위원장 \_\_\_\_\_ 조 보 형 \_\_\_\_\_ (인)

위 원 \_\_\_\_\_ 하 정 익 \_\_\_\_\_ (인)

위 원 \_\_\_\_\_ 원 충 연 \_\_\_\_\_ (인)

위 원 \_\_\_\_\_ 김 정 원 \_\_\_\_\_ (인)

## 초 록

본 논문에서는 단상 SST의 신뢰성 제고 방안에 대해서 연구하였다. 중앙 제어기가 담당하는 역할을 최소화하는 분산 제어 방법을 제안하고 이를 검증하여 SST 신뢰성 향상에 기여하고자 하였다.

연구의 대상이 된 회로는 CHB 컨버터의 AC-DC단, 다중 모듈 DAB 컨버터의 DC-DC단, 인버터의 DC-AC단으로 이루어진 3단 구성 SST이다. 단, 분산 제어를 통한 신뢰성 향상은 다중 모듈인 경우에만 검증이 가능하므로 통상 단일 모듈로 구성되는 DC-AC단을 제외한 AC-DC단과 DC-DC단을 논의의 대상으로 한정하였다.

CHB 컨버터의 분산 제어 방법으로 피드포워드 기반의 간접 전류 제어 방법을 제안하였다. 제안한 방법에서는 간접 전류 제어를 통한 분산 제어 방법으로  $n$ 개 모듈의  $(n+1)$ 개의 상태 변수(1개의 입력 전류 +  $n$ 개의 DC-link 전압)를 제어할 수 있다. 단, 제안한 방법을 통해 각 CHB 모듈의 출력 전압이 기준 전압으로 수렴하기 위해서는 각 CHB 모듈이 전력을 전달 받는 속도가 모두 달라야 한다. 이를 달성하기 위하여 간접 전류 제어를 위한 피드포워드 계수를 도입하였다. 그 결과, 각 CHB 모듈의 출력 전압이 기준 전압으로 수렴할 수 있다. 제안하는 방법의 성능에 대해서는 CHB 컨버터의 소신호 모델을 기반으로 분석을 수행하였다.

한편, 각 CHB 모듈이 DC-link 전압을 제어하고 있는데 모듈 간 전력 균등 분배가 이루어지지 않을 경우에 전력 변환의 품질이 떨어질 수 있다. 또한 과도하게 전력을 공급하는 모듈의 고장 확률이 증가하여 시스템의



신뢰성이 떨어지게 된다. 이에 다중 모듈 DAB 컨버터에 대해서는 CHB 컨버터와 DAB 컨버터의 전력 전달 원리를 이용한 분산 제어 방법을 제안하여 모듈 간 전력 균등 분배를 달성하고자 하였다. CHB 컨버터에서 간접 전류 제어 시  $d$ 축 제어 지령 정보는 DAB 컨버터의 전력 정보를 가지게 된다. 따라서 DAB 컨버터는 CHB 컨버터의  $d$ 축 제어 지령을 피드백 정보로 이용하여 모듈 간 전력 균형을 달성할 수 있다. 제안한 제어의 성능을 분석하였으며, 이를 바탕으로 피드백 계수의 설계가 가능하도록 하였다.

제안된 분산 제어 방법들의 유효성을 3개 모듈로 이루어진 하드웨어를 구축하여 실험으로 검증하였다. 그 결과 CHB 컨버터 단에서는  $d$ 축 상 전압 제어와  $q$ 축 피드포워드 입력을 통해 지령의 입력 전류가 형성되는 것을 확인하였다. 또한 1이 아닌 역률을 이용해 제어 지령 공유 없이 3개 모듈이 각각의 출력 전압을 기준 전압으로 잘 제어하고 있음을 확인하였다. 다중 모듈 DAB 컨버터 단에서는 CHB 컨버터 단의  $d$ 축 제어 지령 정보를 이용하여 제어 지령 공유 없이 3개 모듈 간 전력 분배 특성을 크게 향상 할 수 있음을 확인하였다.

이상의 제안된 분산 제어 방법들을 통해 중앙 제어기가 담당하는 역할을 전체 시스템 운영 지침 전달 및 모듈 고장 정보 관장 등의 보조 기능들로 축소할 수 있다. 그 결과 백업 시스템 구축이 간편해져 SST 시스템의 신뢰성 향상, 단순화 및 비용 저감 등의 효과를 기대할 수 있을 것으로 판단된다.

주요어 : 반도체 변압기, 모듈화, 신뢰성, 분산 제어, 중전압

학 번 : 2010-20879

# 목 차

초 록 .....	i
기호 및 약어 .....	xiv
제 1 장 서론 .....	1
1.1 연구의 배경 .....	1
1.1.1 반도체 변압기의 활용과 전망 .....	1
1.1.2 반도체 변압기의 과제 .....	5
1.2 연구의 목적 및 범위 .....	10
1.3 논문의 구성 .....	13
제 2 장 반도체 변압기의 기존 연구 .....	14
2.1 회로 구성 .....	14
2.1.1 중전압 교류 대응 방법에 따른 분류 .....	14
2.1.2 전력 변환단 수에 따른 분류 .....	21
2.1.3 본 논문의 연구 대상이 될 회로 구성 .....	25
2.2 제어 방법 .....	26
2.2.1 반도체 변압기의 기존 제어 방법론 .....	27
2.3 신뢰성 향상 방안 .....	33
2.3.1 시스템 구성에 따른 신뢰도 특성 .....	33
2.3.2 기존 신뢰성 향상 방안의 한계점 .....	38
2.3.3 제안하는 신뢰성 향상 방안 .....	40

<b>제 3 장 CHB 컨버터에 적용 가능한 신뢰성 향상 방안.....</b>	<b>43</b>
3.1 $dq$ 동기 좌표계에서의 CHB 컨버터 모델링.....	43
3.1.1 $dq$ 변환.....	43
3.1.2 CHB 컨버터 모델링.....	44
3.2 제안한 분산 제어 방법.....	49
3.2.1 H-Bridge 컨버터의 간접 전류 제어.....	50
3.2.2 CHB 컨버터의 간접 전류 제어.....	54
3.2.3 제안한 방법의 성능 분석.....	59
3.3 소신호 분석 및 제어기 설계.....	61
3.3.1 소신호 모델 입력단의 디커플링화.....	63
3.3.2 CHB 컨버터의 제어 분석.....	65
3.3.3 개별 모듈의 제어 분석.....	74
3.4 멀티 레벨 동작을 위한 PWM 동기화.....	80
3.5 모의 실험 결과.....	84
3.5.1 제안한 방법 동작 확인에 대한 모의 실험.....	85
3.5.2 특정 모듈 고장 탈락 상황에 대한 모의 실험.....	91
 <b>제 4 장 다중 모듈 DAB 컨버터에 적용 가능한 신뢰성 향상 방안..</b>	<b>100</b>
4.1 전력 균등 분배의 필요성.....	100
4.2 DAB 컨버터.....	103
4.2.1 동작 원리.....	103
4.2.2 PSM 기법.....	106

4.3 제안한 분산 제어 방법.....	109
4.3.1 다중 모듈 DAB 컨버터의 분산 제어 방법.....	110
4.3.2 제안한 방법의 성능 분석 .....	111
4.4 모의 실험 결과.....	114
4.4.1 $k_{DAB}=2 \times 10^{-5}$ 인 경우.....	114
4.4.2 $k_{DAB}=2 \times 10^{-4}$ 인 경우.....	116
<b>제 5 장 실험 및 결과.....</b>	<b>119</b>
5.1 시스템 구성 .....	119
5.2 제안한 방법의 설계.....	122
5.3 실험 결과.....	124
5.3.1 PLL 동작 확인.....	124
5.3.2 CAN 통신 동작 확인.....	126
5.3.3 CHB 컨버터의 분산 제어 실험 결과.....	129
5.3.4 다중 모듈 DAB 컨버터의 분산 제어 실험 결과 .....	131
<b>제 6 장 결론 및 향후 과제.....</b>	<b>137</b>
6.1 결론.....	137
6.2 향후 과제.....	139
<b>참고문헌.....</b>	<b>142</b>
<b>부    록.....</b>	<b>160</b>

<b>Abstract.....</b>	<b>168</b>
----------------------	------------

## 표 목차

표 1.1 EPRI가 추정한 PV/ESS 통합 SST의 가격 및 보급 추세[21] .....	4
표 1.2 소자 내압과 모듈 개수 ( $v_s = 7.2 \text{ kV}$ , $\Delta V_{DC} = 0.1 V_{DC}$ , $m_s = 0.2$ ) .....	8
표 3.1 제어 분석을 위해 설계된 시스템 변수 .....	62
표 3.2 통신 종류와 분산 제어 시 특성 .....	84
표 4.1 전류 분배 특성을 확인하기 위해 설계된 시스템 변수 .....	112
표 4.2 제안한 방법을 적용하기 전과 후의 전류 분배 특성 비교 .....	116
표 5.1 실험을 위해 설계된 시스템 변수 .....	120
표 5.2 $k_{DAB}$ 값에 따른 전류 분배 특성 비교 .....	136

## 그림 목차

그림 1.1 전력 시스템의 개념도[9].....	2
그림 1.2 SST의 개념도.....	4
그림 1.3 응용 분야에 따른 LFT와 SST의 특성 비교[23] .....	6
그림 1.4 3상 SST의 구성 예시[19].....	7
그림 1.5 CHB 컨버터, 다중 모듈 DAB 컨버터, 인버터 구성 3단 SST .....	11
그림 2.1 중전압 교류 대응 방법 .....	15
그림 2.2 다이오드 클램프 NPC 컨버터 (3-레벨).....	17
그림 2.3 단일 모듈 CHB 컨버터 (3-레벨).....	17
그림 2.4 다중 모듈 입력 직렬 연결 방법 .....	20
그림 2.5 전력 변환단 수에 따른 SST의 회로 구성 .....	21
그림 2.6 DAB 컨버터 이용 1단 구성 SST[82, 89] .....	22
그림 2.7 LV DC-link를 갖는 DAB 컨버터, 인버터 이용 2단 구성[81].....	23
그림 2.8 H-Bridge, DAB 컨버터, 인버터 이용 3단 구성 .....	24
그림 2.9 여러 SST 구성 시나리오 .....	26
그림 2.10 SST의 제어 논점.....	30
그림 2.11 계층 제어를 이용한 SST의 제어 블록도[63] .....	31
그림 2.12 마스터-슬레이브와 분산 제어를 이용한 SST의 제어 블록도[64]..	32
그림 2.13 고장률의 육조 곡선.....	34
그림 2.14 신뢰성 함수 .....	34
그림 2.15 병렬 구성 시스템과 신뢰도.....	36



그림 2.16 직렬 구성 시스템과 신뢰도.....	36
그림 2.17 여유 모듈이 도입된 직렬 구성 시스템과 신뢰도.....	37
그림 2.18 제어 여유 모듈이 없을 때의 시스템 구성과 신뢰도.....	39
그림 2.19 제어 여유 모듈이 있을 때의 시스템 구성과 신뢰도.....	39
그림 2.20 제안하는 신뢰성 향상 방안.....	42
그림 3.1 $dq$ 좌표 변환.....	44
그림 3.2 $n$ -모듈의 CHB 컨버터.....	46
그림 3.3 $dq$ 변환을 위한 가상 회로의 구성.....	46
그림 3.4 실제 회로와 가상 회로의 위상 차이.....	47
그림 3.5 CHB 컨버터의 소신호 모델.....	49
그림 3.6 단상 H-Bridge 컨버터.....	51
그림 3.7 단상 H-Bridge 컨버터의 등가 회로.....	51
그림 3.8 단상 H-Bridge 컨버터의 벡터도 예시.....	53
그림 3.9 피드포워드와 $d$ 축 전압제어를 이용한 간접 전류 제어.....	54
그림 3.10 $n$ -모듈의 CHB 컨버터.....	55
그림 3.11 $n$ -모듈의 CHB 컨버터의 등가 회로.....	55
그림 3.12 출력 전압 불균형이 극복 불가능한 제어.....	57
그림 3.13 출력 전압 불균형이 극복 가능한 제어.....	58
그림 3.14 제안하는 CHB 제어.....	59
그림 3.15 $k_{CHB}$ 와 $R$ 에 따른 PF 변화 ( $v_s=7.2\text{ kV}$ , $V_o=4\text{ kV}$ ).....	61
그림 3.16 디커플링으로 해석한 입력단 소신호 모델.....	64
그림 3.17 입력단이 디커플링 된 CHB 컨버터의 소신호 모델.....	64

그림 3.18 CHB 컨버터의 제어 분석을 위한 소신호 블록도.....	67
그림 3.19 CHB 컨버터 제어-출력 전압 전달 함수 보드 선도.....	68
그림 3.20 CHB 컨버터 입력 전압-출력 전압 전달 함수 보드 선도.....	69
그림 3.21 $H_v$ 와 $T_e$ .....	71
그림 3.22 $G_{vodde}$ , $H_v$ 및 $T_e$ 의 보드 선도.....	72
그림 3.23 $T_e$ 의 나이키스트 선도.....	73
그림 3.24 개별 모듈의 제어 분석을 위한 소신호 블록도.....	74
그림 3.25 개별 모듈 제어-출력 전압 전달 함수 보드 선도.....	75
그림 3.26 개별 모듈 입력 전압-출력 전압 전달 함수 보드 선도.....	76
그림 3.27 $T_i$ 의 보드 선도.....	78
그림 3.28 $T_i$ 의 나이키스트 선도.....	78
그림 3.29 PF에 따른 $T_i$ 대역폭 변화.....	79
그림 3.30 CAN 통신의 데이터 구조.....	81
그림 3.31 CAN 통신을 이용한 PWM 동기화 예시.....	81
그림 3.32 SPI 통신을 이용했을 때의 시스템 구성도[36].....	82
그림 3.33 CAN 통신을 이용했을 때의 시스템 구성도.....	82
그림 3.34 PF = 0.98이고 균등 부하인 경우 ( $k_{CHB} = 6, K_p = 0.002, K_i = 0.064$ )... 86	86
그림 3.35 PF = 0.98이고 불균등 부하인 경우 ( $k_{CHB} = 6, K_p = 0.002, K_i = 0.064$ ) .....	88
그림 3.36 PF = 0.96이고 불균등 부하인 경우 ( $k_{CHB} = 10, K_p = 0.002, K_i = 0.064$ ) .....	90
그림 3.37 단락 사고 발생 상황.....	92

그림 3.38 단락 사고 상황에 대한 모의 실험 .....	94
그림 3.39 고장 상황 대응 방법 .....	95
그림 3.40 고장 상황 대응을 위한 제어기 .....	96
그림 3.41 고장 상황 대응에 대한 모의 실험 .....	98
그림 3.42 부하 증가 상황에 대한 모의 실험 (25kW → 37.5 kW) .....	99
그림 4.1 $k_{CHB}$ 와 전력 분배에 따른 $v_{di}$ .....	102
그림 4.2 DAB 컨버터 .....	104
그림 4.3 DAB 컨버터의 등가 모델 .....	104
그림 4.4 DAB 컨버터 변조 기법 .....	105
그림 4.5 PSM 방식 이용 시 DAB 컨버터의 전력 전달 특성 .....	108
그림 4.6 다중 모듈 DAB 컨버터 .....	109
그림 4.7 제안하는 DAB 제어 .....	110
그림 4.8 $k_{DAB}$ 와 $\sum i_{DABi}$ 에 따른 전류 분배 변화 .....	113
그림 4.9 $k_{DAB}=2 \times 10^{-5}$ 일 때의 모의 실험 결과 .....	115
그림 4.10 $k_{DAB}=2 \times 10^{-4}$ 일 때의 모의 실험 결과 .....	117
그림 4.11 총 전류에 따른 전류 분배 변화 .....	118
그림 5.1 시스템 구성 .....	119
그림 5.2 단일 모듈의 구성 .....	120
그림 5.3 실험 세트 .....	121
그림 5.4 분압된 입력 전압을 이용한 PLL .....	125
그림 5.5 입력 전압과 추정 위상각 .....	125
그림 5.6 CAN 통신을 통한 PWM 동기화 (위상 천이 없음) .....	127

그림 5.7 CAN 통신 지터 발생.....	127
그림 5.8 CAN 통신 지터에 의한 동기화 신호 에러 .....	128
그림 5.9 CAN 통신을 통한 PWM 동기화 (위상 천이 있음).....	128
그림 5.10 제안한 방법을 적용하였을 때 CHB 컨버터의 출력 전압.....	130
그림 5.11 제안한 방법을 적용하였을 때 입력 전압과 입력 전류.....	130
그림 5.12 제안한 방법을 적용하였을 때 DAB 컨버터 전류 ( $k_{DAB}=0.01$ )....	132
그림 5.13 제안한 방법을 적용하였을 때 DAB 컨버터 전류 ( $k_{DAB}=0.05$ )....	132
그림 5.14 부하 불균형 상황에서 $d$ 축 전압 제어 지령 ( $k_{DAB}=0.01$ ).....	134
그림 5.15 부하 불균형 상황에서 출력 전압 교류 성분 ( $k_{DAB}=0.01$ ).....	134
그림 5.16 부하 균형 상황에서 $d$ 축 전압 제어 지령 ( $k_{DAB}=0.05$ ).....	135
그림 5.17 부하 균형 상황에서 출력 전압 교류 성분 ( $k_{DAB}=0.05$ ).....	135

## 기호 및 약어

- AC: Alternating Current, 교류
- AMI: Advanced Metering Infrastructure, 첨단 계량 인프라
- CHB: Cascaded H-Bridge
- DAB: Dual-Active-Bridge
- DC: Direct Current, 직류
- DSP: Digital Signal Processor
- EMI: Electro-Magnetic Interference, 전자파 간섭
- EMS: Energy Management System, 에너지 관리 시스템
- EPRI: Electric Power Research Institute, 미국 전력연구소
- ESS: Energy Storage System, 에너지 저장 시스템
- EV: Electric Vehicle, 전기자동차
- GaN: Gallium Nitride, 질화갈륨
- IFOP: Input Floating-Output Parallel, 입력 플로팅-출력 병렬
- IPOP: Input Parallel-Output Parallel, 입력 병렬-출력 병렬
- ISOP: Input Series-Output Parallel, 입력 직렬-출력 병렬
- ISOS: Input Series-Output Series, 입력 직렬-출력 직렬
- KVL: Kirchhoff's Voltage Law, 키르히호프 전압 법칙
- LFT: Low Frequency Transformer, 저주파 변압기
- LV: Low Voltage, 저전압
- MV: Medium Voltage, 중전압

NPC: Neutral-Point Clamped  
 PF: Power Factor, 역률  
 PI: Proportional-Integral, 비례-적분  
 PLL: Phase-Locked Loop, 위상 동기 회로  
 PSM: Phase Shift Modulation, 위상 천이 변조  
 PV: Photovoltaic, 태양광  
 PWM: Pulse Width Modulation, 펄스 폭 변조  
 ROV: Remotely Operated Vehicle, 심해 무인 잠수정  
 SiC: Silicon Carbide, 탄화규소  
 SPI: Serial Peripheral Interface  
 SPOF: Single Point of Failure, 단일 고장점  
 SST: Solid State Transformer, 반도체 변압기  
 STATCOM: Static Synchronous Compensator, 무효전력보상기  
 TRM: Triangular Modulation, 삼각 변조  
 TZM: Trapezoidal Modulation, 사다리꼴 변조  
 WBG: Wide Band Gap, 와이드 밴드 갭  
 WT: Wind Turbine, 풍력  
 $C_{DABi}$ :  $i$ 번째 DAB 모듈의 출력 커패시터 [F]  
 $C_{oi}$ :  $i$ 번째 CHB 모듈의 출력 커패시터 [F]  
 $D_{di}$ : 정상상태에서  $i$ 번째 CHB 모듈의  $d$ 축 시비율  
 $D_{qi}$ : 정상상태에서  $i$ 번째 CHB 모듈의  $q$ 축 시비율  
 $\hat{d}_{di}$ :  $i$ 번째 CHB 모듈  $d$ 축 시비율의 소신호 외란

$\hat{d}_{qi}$ :  $i$ 번째 CHB 모듈  $q$ 축 시비율의 소신호 외란

$f_{CHB}$ : CHB 컨버터 스위칭 주파수 [Hz]

$f_{DAB}$ : DAB 컨버터 스위칭 주파수 [Hz]

$f_{line}$ : 계통 교류 전압 주파수 [Hz]

$G_{vodd1}$ : CHB 컨버터의 제어-출력 전압 전달 함수

$G_{vodd1}$ : 입력단 전압원에 의한 제어-출력 전압 전달 함수

$G_{vodd2}$ : 출력단 전류원에 의한 제어-출력 전압 전달 함수

$G_{vodd}$ : 개별 제어-출력 전압 전달 함수

$G_{vovd1}$ : CHB 컨버터의  $d$ 축 입력 전압-출력 전압 전달 함수

$G_{vovd}$ : 개별 모듈의  $d$ 축 입력 전압-출력 전압 전달 함수

$G_{vovq1}$ : CHB 컨버터의  $q$ 축 입력 전압-출력 전압 전달 함수

$G_{vovq}$ : 개별 모듈의  $q$ 축 입력 전압-출력 전압 전달 함수

$H_v$ : 제어기 함수

$I_d$ : 정상상태에서  $d$ 축 입력 전류 [A]

$I_q$ : 정상상태에서  $q$ 축 입력 전류 [A]

$I_{oi}$ :  $i$ 번째 CHB 모듈의 출력 전류 [A]

$i_{DABi}$ :  $i$ 번째 DAB 모듈의 변압기 1차단 전류 [A]

$i_{lm}$ : 가상 회로의 입력 전류 [A]

$i_{Re}$ : 실제 회로의 입력 전류 [A]

$i_d$ :  $i_s$ 의  $d$ 축 성분 [A]

$i_d^*$ :  $d$ 축 기준 입력 전류 [A]

$i_q$ :  $i_s$ 의  $q$ 축 성분 [A]

$i_q^*$ :  $q$ 축 기준 입력 전류 [A]

$i_s$ : CHB 컨버터의 입력 전류 [A]

$\hat{i}_d$ :  $d$ 축 입력 전류의 소신호 외란

$\hat{i}_q$ :  $q$ 축 입력 전류의 소신호 외란

$K_p$ : 비례 이득

$K_i$ : 적분 이득

$k_{CHB}$ : 간접 전류 제어를 위한 피드포워드 계수

$k_{DAB}$ : DAB 컨버터 모듈 간 전력 균등 분배를 위한 피드백 계수

$L$ : CHB 인덕터 [H]

$L_{DABi}$ :  $i$ 번째 DAB 모듈의 변압기 직렬 인덕턴스 [H]

$m_s$ : 소자 내압 관련 안전마진

$N$ : DAB 컨버터 변압기의 권선비

$n$ : 모듈 개수

$P_{CHBi}$ :  $i$ 번째 CHB 모듈이 공급 받는 전력 [W]

$P_{DABi}$ :  $i$ 번째 DAB 모듈이 공급하는 전력 [W]

$P_H$ : H-Bridge 컨버터가 공급 받는 전력 [W]

$P_{in}$ : 입력이 공급하는 전력 [W]

$q$ : 여유 모듈 수

$q_c$ : 제어부 여유 모듈 수

$R$ : 인덕터의 직렬 저항 성분 [ $\Omega$ ]

$R_{oi}$ :  $i$ 번째 CHB 모듈의 출력 저항 [ $\Omega$ ]

$T$ :  $dq$  변환 행렬



$T_{CHB}$ : CHB 컨버터 스위칭 주기 [s]

$T_{DAB}$ : DAB 컨버터 스위칭 주기 [s]

$T_e$ : 전체 제어 루프 이득

$T_i$ : 개별 제어 루프 이득

$T_s$ : PWM 스위칭 주기 [s]

$u_{lim}$ : 가상 회로의 H-Bridge PWM 함수

$u_{Ref}$ : 실제 회로의 H-Bridge PWM 함수

$u_1$ : DAB 컨버터 1차단 H-Bridge PWM 함수로 인해 인가되는 전압

$u_2$ : DAB 컨버터 2차단 H-Bridge PWM 함수로 인해 인가되는 전압

$V_{DAB}$ : 다중 모듈 DAB 컨버터의 출력 전압 [V]

$V_{DC}$ : DC-link 전압 [V]

$\Delta V_{DC}$ : DC-link 전압의 리플 값

$V_{DC(max)}$ :  $V_{DC\_link}$ 의 최댓값 [V]

$V_{DC(min)}$ :  $V_{DC\_link}$ 의 최솟값 [V]

$V_{oi}$ : 정상상태에서  $i$ 번째 CHB 모듈의 출력 전압 [V]

$V_o^*$ : 기준 출력 전압 [V]

$V_{rated\_semi}$ : 전력반도체 소자 내압 [V]

$V_s$ : 교류 입력 전압의 첨두치 [V]

$\hat{V}_s$ : PLL로부터 얻은 입력 전압의 추정 크기

$v_{CHB}$ : CHB 컨버터의 양단 전압 [V]

$v_{dCHB}$ :  $v_{CHB}$ 의  $d$ 축 성분 [V]

$v_{dff}$ :  $v_H$ 에 반영하는 피드포워드 전압의  $d$ 축 성분 [V]

$v_{dff}$ :  $v_i$ 에 반영하는 피드포워드 전압의  $d$ 축 성분 [V]

$v_{dH}$ :  $v_H$ 의  $d$ 축 성분 [V]

$v_{di}$ :  $v_i$ 의  $d$ 축 성분 [V]

$v_H$ : H-Bridge 합성 전압 [V]

$v_{lm}$ : 가상 회로의 입력 전압 [V]

$v_i$ :  $i$ 번째 CHB 모듈의 H-Bridge 합성 전압 [V]

$v_L$ :  $L$ 의 양단 전압 [V]

$v_{oi}$ :  $V_{oi}$ 의 교류 성분[V]

$v_{qCHB}$ :  $v_{CHB}$ 의  $q$ 축 성분 [V]

$v_{dff}$ :  $v_H$ 에 반영하는 피드포워드 전압의  $q$ 축 성분 [V]

$v_{dffi}$ :  $v_i$ 에 반영하는 피드포워드 전압의  $q$ 축 성분 [V]

$v_{qH}$ :  $v_H$ 의  $q$ 축 성분 [V]

$v_{qi}$ :  $v_i$ 의  $q$ 축 성분 [V]

$v_R$ :  $R$ 의 양단 전압 [V]

$v_{Re}$ : 실제 회로의 입력 전압 [V]

$v_s$ : 교류 입력 전압 [V]

$\hat{v}_d$ :  $d$ 축 입력 전압의 소신호 외란

$\hat{v}_q$ :  $q$ 축 입력 전압의 소신호 외란

$\hat{v}_{oi}$ :  $i$ 번째 CHB 모듈의 출력 전압의 소신호 외란

$Z_{in}$ : CHB 컨버터의 입력 임피던스

$Z_{oi}$ :  $i$ 번째 CHB 모듈에서  $C_{oi}$ 와  $R_{oi}$ 의 병렬 연결에 의한 임피던스

$\phi$ :  $v_s$ 와  $i_s$ 의 위상 차이 [rad]

$\phi_{DABi}$ :  $i$ 번째 DAB 모듈의 1차단과 2차단 간 위상 차이 [rad]

$\varphi$ :  $v_H$ 와  $i_s$ 의 위상 차이 [rad]

$\varphi_i$ :  $v_i$ 와  $i_s$ 의 위상 차이 [rad]

$\lambda_i$ :  $i$ 번째 모듈의 고장률

$\lambda_s$ : 시스템의 고장률

$\hat{\theta}$ : PLL로부터 얻은 입력 전압의 추정 위상각 [rad]

$\omega$ : 교류 입력 전압의 각주파수 [rad/s]

$\omega_c$ : 제어 대역폭 [rad/s]

$\omega_n$ : 컨버터 고유진동수 [rad/s]

# 제 1 장 서론

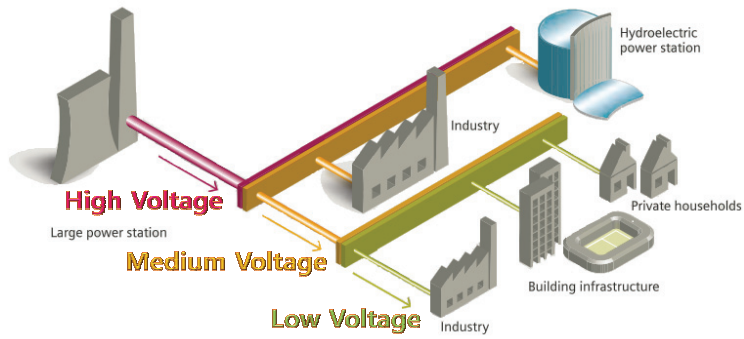
## 1.1 연구의 배경

### 1.1.1 반도체 변압기의 활용과 전망

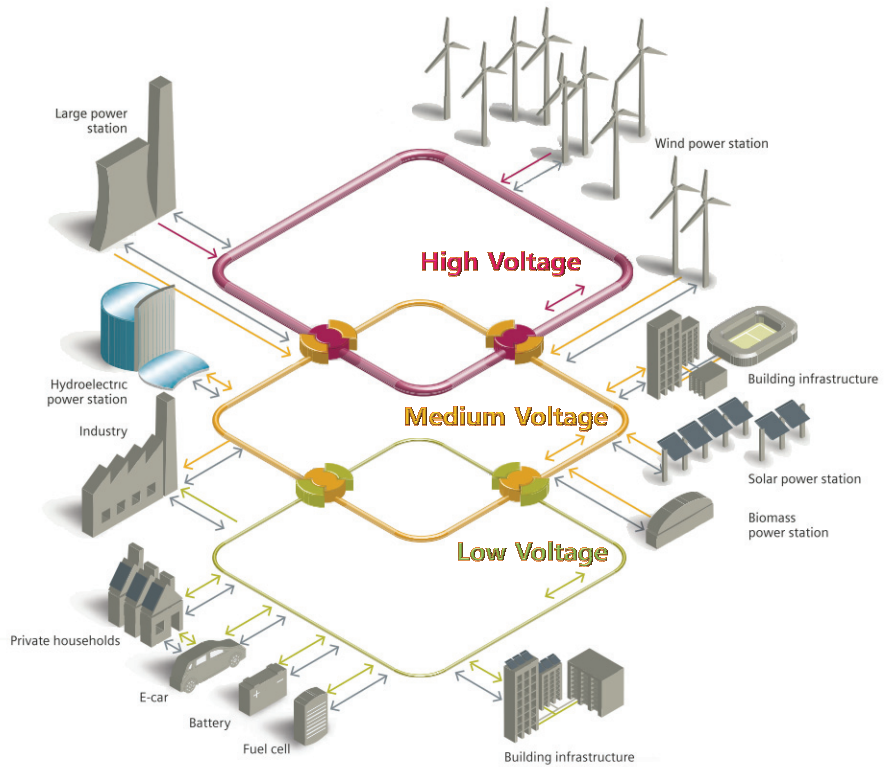
에너지 자원 고갈 및 지구 온난화 등의 환경 문제가 대두되면서 태양광(PV, Photovoltaic), 풍력(WT, Wind Turbine) 등의 신재생 에너지원은 기존 에너지원을 대체할 대안으로 주목 받아 왔다. 더욱이 최근 들어 관련 기술의 발전으로 이들의 경제적 효율성이 증대됨에 따라 신재생 에너지원을 효과적으로 활용할 수 있는 방안인 스마트 그리드에 대한 연구가 매우 활발하게 이루어지고 있다[1]-[6].

스마트 그리드란 전기의 생산, 운반, 소비 과정에 정보통신 기술을 접목함으로써 공급자 · 수요자간에 상호작용을 가능하게 하고 전력망의 신뢰성, 효율성, 안전성을 향상시키기 위해 제안된 차세대 전력망 기술을 일컫는다[7]-[9]. 기존 전력 시스템에서는 자연 상태에 따라 발전량이 달라지는 신재생 에너지원의 한계 때문에 이를 도입하기가 어려웠다. 하지만 스마트 그리드에서는 공급자 · 수요자간 상호작용과 에너지 저장 시스템(ESS, Energy Storage System)의 도입을 통해 이런 한계를 극복할 수 있다. 그 결과, 기존 에너지원과 신재생 에너지를 통합할 수 있으며, 에너지 이용 효율 최적화를 도모할 수 있다.

한편, 전력 시스템의 구조가 달라짐에 따라 스마트 그리드는 새로운



(a) 기존 교류 전력 시스템



(b) 스마트 그리드

그림 1.1 전력 시스템의 개념도[9]

기반 기술들을 필요로 한다. 그림 1.1(a)는 기존 교류(AC, Alternating Current) 전력 시스템의 개념도이다. 기존 시스템에서는 에너지가 전력 계통으로부터 수용가로 단방향 전송된다. 반면 그림 1.1(b)에서 볼 수 있듯이 스마트 그리드에서는 공급자와 수요자 사이에 상호작용이 이루어지며, 이를 토대로 다양한 에너지원 및 부하들 사이에 양방향 전력 전송이 이루어진다. 이에 소비자의 전력자원 측정과 제어 및 이를 기반으로 한 양방향 데이터 통신을 통해 에너지 운영 효율성을 향상시키는 첨단 계량 인프라(AMI, Advanced Metering Infrastructure), 통신과 제어 기술을 바탕으로 다양한 에너지원 및 부하들이 안정적으로 운영될 수 있도록 하는 에너지 관리 시스템(EMS, Energy Management System), 다양한 에너지원들이 시스템에 안정적으로 연계될 수 있도록 하며 높은 기능성으로 전력망 고도화에 기여하는 반도체 변압기(SST, Solid State Transformer) 등이 스마트 그리드 운용을 위해 필요한 새로운 기술의 대표적인 예이다[10-12].

그 중 SST는 전력전자 기술을 활용한 변압기로 그 개념이 1980년대 미국에서 처음 제시되었으나 가격이 비싸고 대전력용으로 제작이 어려워 그 적용분야가 제한적이었다. 그러나 반도체 기술 및 전력전자 기술의 지속적인 발전에 따라 배전용 변압기나 전기철도 탑재용 변압기 등 중전압(MV, Medium Voltage)과 저전압(LV, Low Voltage) 응용 분야에서 그 활용이 점차 확대되고 있는 추세이며, 스마트 그리드에서도 중추적인 역할을 할 수 있을 것으로 기대되고 있다[13-24]. 참고로 본 논문에서 언급하는 MV와 LV의 기준은 IEC 60038을 따르기로 한다.

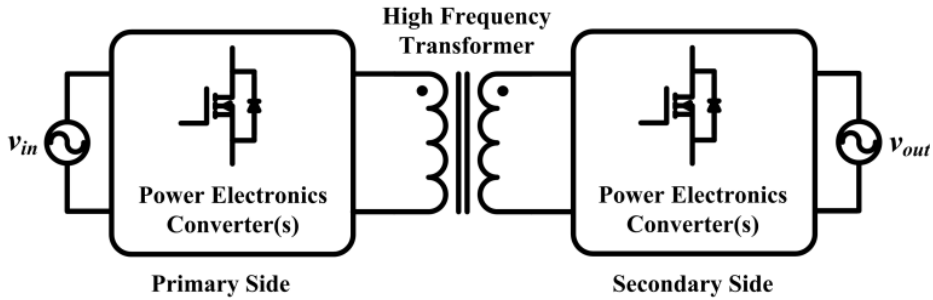


그림 1.2 SST의 개념도

표 1.1 EPRI가 추정한 PV/ESS 통합 SST의 가격 및 보급 추세[21]

항목	2015년	2020년	2025년	2030년
USD/W	0.75	0.5	0.35	0.2
25 kW Unit 보급수	$20 \times 10^3$	$100 \times 10^3$	$400 \times 10^3$	$2 \times 10^6$
50 kW Unit 보급수	$10 \times 10^3$	$50 \times 10^3$	$200 \times 10^3$	$1 \times 10^6$

그림 1.2는 SST의 개념도를 보인다. 그림에서 볼 수 있듯이 SST는 1차측 전력 변환 회로를 이용하여 입력 교류 전압을 고주파 성분으로 나누고, 이를 고주파 변압기 및 2차측 전력 변환 회로를 이용하여 출력에 필요한 형태로 가공하여 에너지를 전달하는 전력 변환 장치이다. SST는 기존 상용주파수 대역(50/60 Hz)보다 높은 주파수를 사용하기 때문에 소형화 및 경량화에 이점이 있다. 또한 전력전자 기술을 활용하여 실시간 전압 제어, 고조파 보상, 무효 전력 보상, 순간 전압 상승/강하(Swell/Sag) 보상 등의 높은 기능성을 제공할 수 있으며, 직류(DC, Direct Current) 인터페이스를 통해 PV, 전기자동차(EV, Electric Vehicle) 등의 계통연계에도 활용될 수 있다. 게다가 기존 변압기 절연에 많이 사용되고 있는 절연유가 사용되지 않으므로 환경친화적이라는 장점도 가지고 있다[22-24].

이와 같은 SST의 장점들 때문에 미국 전력연구소(EPRI, Electric Power Research Institute)는 신재생 에너지를 계통연계 등에 활용하기 위한 목적으로 2005년부터 SST에 대한 연구를 수행하고 있다. 그 결과 2013년에 단상 7.2 kV, 25 kVA급 시제품을 제작하여 동작 테스트를 완료하였으며, 현재는 ESS/EV 등이 통합된 단상 15 kV, 25 kVA급 시제품을 개발 중이다. 참고로 EPRI는 표 1.1에서와 같이 SST의 예상 단가를 2015년 0.75 USD/W에서 2030년 0.2 USD/W까지 하락할 것으로 예상했으며, 같은 기간 보급수가 100배정도 늘어날 것으로 예상하였다. 또한 현재 스마트 그리드 시장에서 SST는 도입단계에 머물러 있지만 그 성장 잠재력이 커 2020년이면 5000만 USD의 시장이 형성될 것으로 기대하고 있다. 이는 2012년의 시장과 비교해 82.3% 성장한 수치이다[21]. 반면 국내의 SST 기술은 아직 초기단계이다. 학계에서는 기본적인 회로 검증 수준으로 3상 3.3 kV, 6 kVA급 시제품 개발까지 완료하였다[14]. 한국전력공사 전력연구원은 SST를 미래 유망기술로 선정하고, 2012년 6.6 kV 30 kVA급 시제품을 개발했지만 SST의 기능성들을 충분히 구현하지는 못했다[25].

전력제어와 직류연계가 가능한 SST의 특성 상 PV, EV 및 ESS 등의 확산에 따라 계통연계점으로써 SST의 보급 확산 역시 예상되는 바이다. 따라서 향후 국내외 스마트 그리드 보급 확대 및 세계시장 진출에 대비하여 SST 기술개발에 대한 지속적인 노력이 필요하다.

### 1.1.2 반도체 변압기의 과제



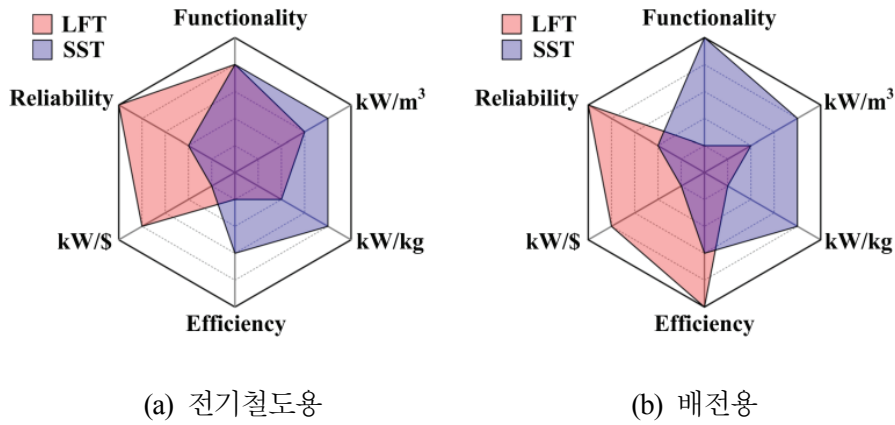


그림 1.3 응용 분야에 따른 LFT와 SST의 특성 비교[23]

SST의 다수 장점들에도 불구하고, 상용화를 위해서는 극복해야 할 과제들이 존재한다.

그림 1.3은 전기철도용과 배전용으로 사용 시 저주파 변압기(LFT, Low Frequency Transformer)와 SST의 특성을 비교해서 나타낸 그림이다[23]. 부피, 무게, 기능성(functionality) 측면에서는 전반적으로 SST가 LFT보다 우수한 특성을 보인 반면, 가격과 신뢰성(reliability) 측면에서는 LFT가 SST 대비 월등한 성능을 보인다. 효율은 응용 분야에 따라 상이한 결과를 나타내었다. 이상을 참고할 때 SST의 상용화를 위해서는 비싼 가격과 낮은 신뢰성이 극복되어야 함을 알 수 있다.

SST의 가격이 비싸고 신뢰성이 낮은 이유는 높은 전압과 대전력을 감당하기 위해 많은 수의 소자들이 필요하고, 이들이 복잡한 회로 구성을 이루고 있기 때문이다. 그림 1.4에 나타낸 3상 SST의 구성 예시를 통해 이를 확인할 수 있다[19]. 그림에서 볼 수 있듯이 MV를 감당하기 위하여

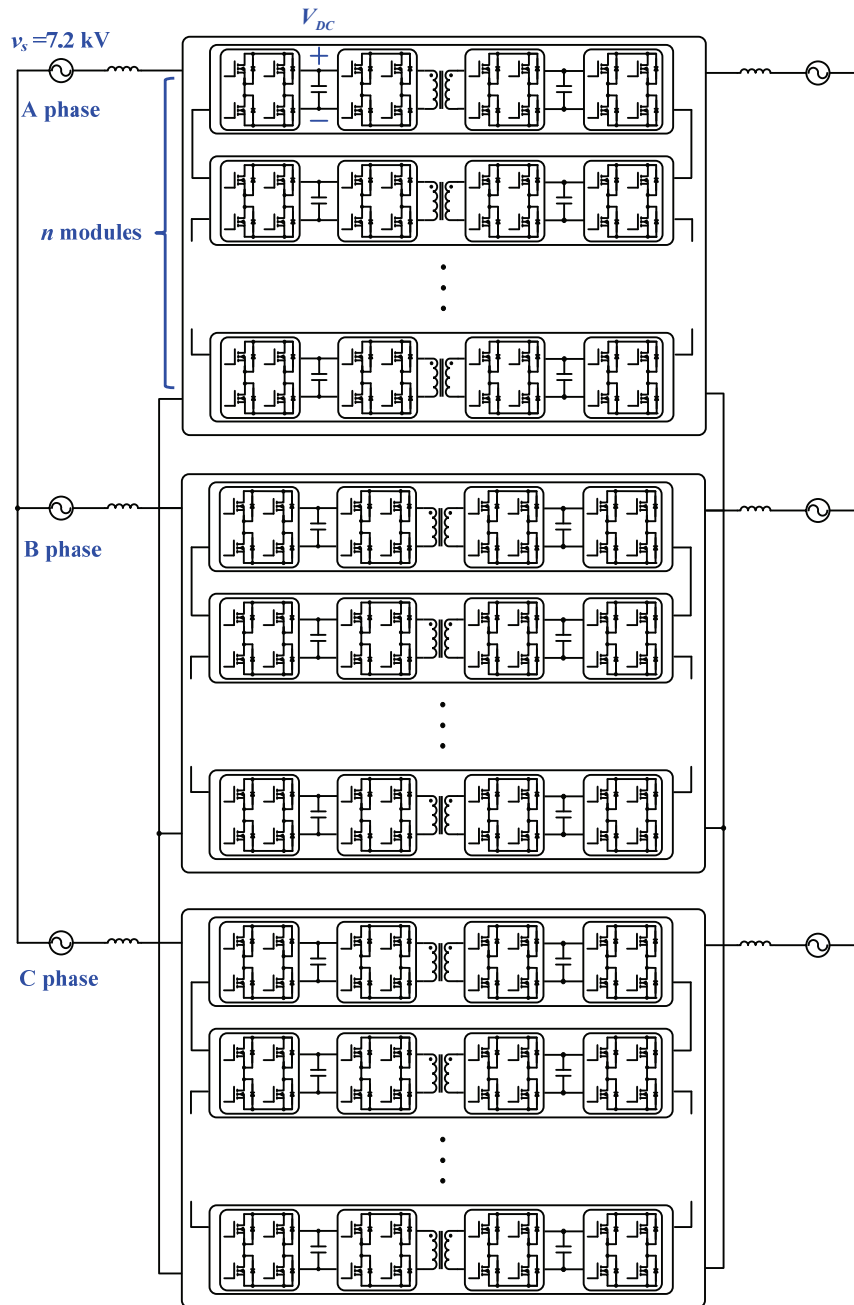


그림 1.43상 SST의 구성 예시[19]

여러 개의 모듈이 입력 직렬 구조로 연결되어 있다. SST의 입력 상전압( $v_s$ ), DC-link 전압( $V_{DC}$ ), DC-link 전압의 리플 값( $\Delta V_{DC}$ ), 전력반도체 소자 내압( $V_{rated\_semi}$ ), 소자 내압 관련 안전마진( $m_s$ ) 및 한 상의 모듈 개수( $n$ )를 설계하였을 때  $V_{DC}$ 의 최댓값( $V_{DC(max)}$ ) 및 최솟값( $V_{DC(min)}$ )은 다음 식에 의해 정해진다.

$$V_{DC(max)} = \frac{V_{DC}(1 - m_s)}{V_{DC} + \Delta V_{DC}} \times V_{rated\_semi} \quad (1.1)$$

$$V_{DC(min)} = \frac{V_{DC} - \Delta V_{DC}}{V_{DC}} \times \frac{\sqrt{2}v_s}{n} \leq V_{DC(max)} \quad (1.2)$$

이 때, 주지하는 바와 같이  $n$ 이 늘어날수록 전체 시스템의 가격, 부피 및 복잡성이 증가하게 되므로 식 (1.2)를 만족하는 범위에서 최소  $n$ 을 구하면 다음과 같다.

$$n = ceil\left(\frac{V_{DC}}{V_{DC} - \Delta V_{DC}} \times \frac{\sqrt{2}v_s}{V_{DC(max)}}\right) \quad (1.3)$$

표 1.2는  $v_s=7.2$  kV,  $\Delta V_{DC}=0.1V_{DC}$ ,  $m_s=0.2$  일 때,  $V_{rated\_semi}$ 에 따른  $n$ 을 보인다. 이에 따르면 각  $V_{rated\_semi}$ 에 따라 SST의 구성에 3~24개의 모듈이

표 1.2 소자 내압과 모듈 개수 ( $v_s=7.2$  kV,  $\Delta V_{DC}=0.1V_{DC}$ ,  $m_s=0.2$ ).

Rated Voltage of Power Semiconductor ( $V_{rated\_semi}$ )	$V_{DC(min)}$	$V_{DC(max)}$	Numbers of Modules ( $n$ )
600 V	447 V	457 V	24
1200 V	893 V	914 V	12
1700 V	1191 V	1295 V	9
3300 V	2144 V	2514 V	5
6500 V	3573 V	4952 V	3

필요한데, 이와 같이 많은 소자 수와 복잡한 회로 구성은 필연적으로 SST의 가격 상승과 신뢰성 하락으로 이어진다.

현재 반도체 및 제어 회로 가격을 저감하기 위한 많은 연구들이 이루어지고 있으며, 덕분에 이들 가격은 현재에도 지속적으로 감소하는 추세에 있다[26-29]. 이를 토대로 EPRI는 2030년경에 SST의 가격이 현재의 27% 가량으로 떨어질 것으로 추측하였다[20]. 이와 같이 가격 저감 추세가 지속된다면 향후에는 가격과 관련된 SST의 난점이 상당 부분 해소될 것으로 예상된다.

한편, 높은 전압에 이용되는 SST의 특성 상 필연적으로 다중 모듈이 직렬 연결되어야 한다. 하지만 직렬 구성은 한 곳에 고장이 발생했을 때 전체 시스템이 동작하지 않게 되는 단일 고장점(SPOF, Single Point of Failure) 문제에 매우 취약하기 때문에 직렬로 연결된 모듈 수가 늘어날수록 시스템의 신뢰성은 떨어지게 된다. 이를 개선하기 위하여 직렬 구성에서 모듈 고장 시 바이패스(bypass) 경로를 추가하고 여유 모듈(redundant module)을 도입하는 연구 사례들이 보고된 바 있다[99-101]. 그 결과 직렬 구성 시에도 전력단에 모듈화 개념을 도입하는 것이 일반화 되었으며, 신뢰성을 제고할 수 있게 되었다. 한편 전체 시스템의 신뢰성 제고를 위해서는 전력단 뿐만 아니라 제어단에도 모듈화를 도입하는 것이 타당하다. 이에 분산 제어(distributed control)를 통해 신뢰성을 향상하고자 하는 연구들이 이루어진 바 있으나[32-36], 그 대상을 SST로 한정할 경우 제어의 모듈화가 보고된 사례는 아직 없다. 따라서 현재까지 보고된 제어 방법을 이용할 경우 고장에 대비한 백업 제어 시스템을 구축해야 하는데,

이 경우 시스템 복잡도 및 비용이 크게 상승한다는 단점이 있다[23, 30, 31]. 따라서 이와 같은 문제를 해결하고자 본 논문에서는 SST에 적용할 수 있는 새로운 분산 제어 방법을 제안하고, 이를 검증하고자 한다.

## 1.2 연구의 목적 및 범위

SST는 그 응용 분야에 따라 단상 SST와 3상 SST로 나뉠 수 있다. 이때, 단상 SST의 전력단을 모듈화할 경우 3상 SST로의 확장이 용이하며 신뢰성 측면에서도 이점을 얻을 수 있기 때문에 많은 연구 사례들이 단상 SST를 대상으로 연구를 수행한 바 있다[18-20, 63-67, 93, 94]. 이에 본 논문에서는 단상 MV-LV용 SST를 대상으로 중앙 제어기(central controller)가 담당하는 역할을 최소화하는 분산 제어 방법을 제안하고 이를 검증하여 SST 신뢰성 향상에 기여하는 것을 목적으로 한다. 한편 연구의 대상이 되는 계통 전압으로는 MV 분배 전압(distribution voltage) 중 미국에서 가장 많이 사용되고 있는 7.2 kV 상전압(12.47kV 선간 전압)을 선정하였다[37].

구체적인 검증 대상은 그림 1.5에 보이는 CHB(Cascaded H-Bridge) 컨버터의 AC-DC단, 다중 모듈 DAB(Dual-Active-Bridge) 컨버터의 DC-DC단, 인버터의 DC-AC단으로 이루어진 3단 구성 SST이다. 단, 분산 제어를 통한 신뢰성 향상은 다중 모듈인 경우에만 검증이 가능하므로 본 논문에서는 통상 단일 모듈로 구성되는 DC-AC단을 제외한 AC-DC단과 DC-DC단을 논의의 대상으로 한정하였다.

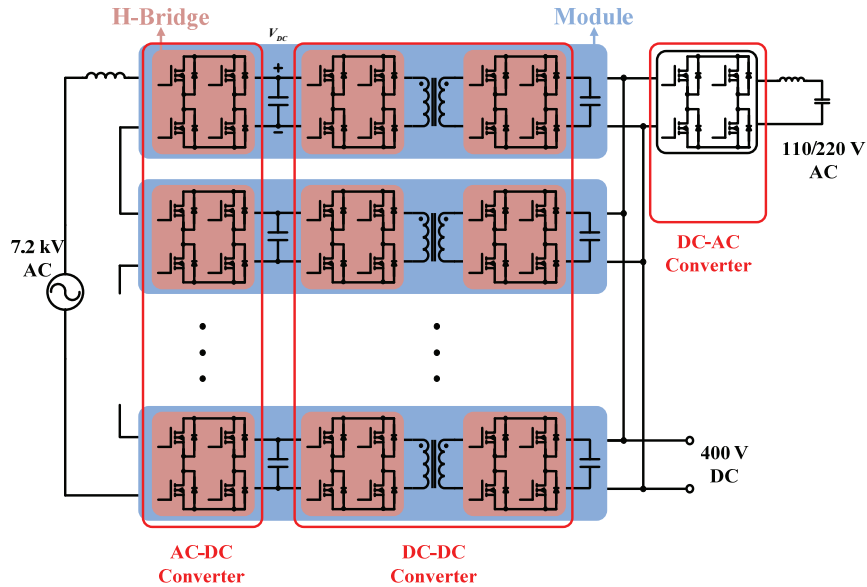


그림 1.5 CHB 컨버터, 다중 모듈 DAB 컨버터, 인버터 구성 3단 SST

분산 제어를 통한 신뢰성 향상 방안으로는 피드포워드(feedforward) 기반의 간접 전류 제어 방법을 제안하여 AC-DC단에 적용하였다. 기존의 SST 관련 연구에서는 CHB 컨버터 제어 시  $n$ 개의 모듈로  $(n+1)$ 개의 상태 변수(1개의 입력 전류 +  $n$ 개의 DC-link 전압)를 제어하기 위하여 계층 제어(hierarchy control) 혹은 마스터-슬레이브 제어(master-slave control)를 사용하였다[24, 63, 65, 67]. 하지만 이들의 경우 제어의 핵심 기능을 수행하는 중앙/마스터 제어가 고장 시 전체 시스템이 동작하지 않게 되는 문제가 존재한다. 이에 계층 제어의 경우 백업 시스템을 통해 문제를 해결할 수 있으나, 전체 시스템의 복잡도 및 비용이 크게 상승하게 된다[23, 30, 31]. 마스터-슬레이브 제어의 경우 다른 모듈이 마스터 기능을 수행함으로써 고장 문제를 해결할 수 있지만, 이는 모듈 간 높은

대역폭(bandwidth)의 통신이 필요하기 때문에 상대적으로 큰 노이즈가 발생하는 대전력 시스템에는 적합하지 않은 방법이다[38]. 반면 제안한 방법에서는 간접 전류 제어를 도입하여 분산 제어로  $(n+1)$ 개의 상태 변수(state variable) 제어를 달성할 수 있다. 그 결과 중앙 제어기가 담당하는 역할이 전체 시스템 운영 지침 전달 및 모듈 고장 정보 관장 등의 보조 기능들로 축소되며, 이에 따라 백업 시스템 구축이 간편해져 시스템의 신뢰성 향상, 단순화 및 비용 저감 등의 효과를 기대할 수 있다.

한편 AC-DC단에서 DC-link 전압 제어가 이루어지고 있는데, 모듈 간 전력 균등 분배가 이루어지지 않을 경우 전력 변환의 품질이 떨어지게 된다. 또한 과도하게 전력을 공급하는 모듈의 고장 확률이 증가하여 시스템의 신뢰성이 떨어지게 된다[38-41]. 이에 기존의 SST 관련 연구에서는 다중 모듈 DAB 컨버터 제어 시 전력 균등 분배를 위하여 계층 제어를 사용하고 있지만 낮은 신뢰성에 대한 대책이 제시되어 있지 않다[63]. 전압 피드포워드와 피드백(feedback)을 이용한 분산 제어 방법이 제안된 경우도 있으나, 전력 불균형의 원인인 소자 공차에 대한 고려가 이루어지지 않아 실질적으로 사용되기에는 어려움이 있다[64]. 따라서 본 논문에서는 DC-DC단에 CHB 컨버터와 DAB 컨버터의 전력 전달 원리를 이용한 분산 제어 방법을 적용하여 신뢰성 향상 및 모듈 간 전력 균등 분배를 도모하였다.

모의 실험에서는 제안하는 방법을 단상 7.2 kV의 MV에 대해서 검증하였으나, 실제 실험에서는 MV를 다룰 수 없는 실험 환경 상 축소 실험을 통하여 그 유효성을 검증하였다.

## 1.3 논문의 구성

본 논문의 구성은 다음과 같다.

2장에서는 기존의 SST 회로 구성 및 제어 방법 등을 살펴보고, 이를 토대로 SST 신뢰성 향상을 위한 연구의 당위성을 확인한다.

3장에서는 SST의 AC-DC단을 대상으로 하여 CHB 컨버터에 적용할 새로운 분산 제어 방법을 소개하고 그 원리 및 효과를 기술한다. 또한, 모의 실험을 통하여 제안한 방법의 효과를 확인한다.

4장에서는 SST의 DC-DC단을 대상으로 하여 다중 모듈 DAB 컨버터에 적용할 새로운 분산 제어 방법을 소개하고 그 원리 및 효과를 기술한다. 또한, 모의 실험을 통하여 제안한 방법의 효과를 확인한다.

5장에서는 하드웨어를 구축하고 실험하여 얻은 결과를 보이고, 이를 토대로 제안한 분산 제어 방법들의 효과를 검증한다.

6장에서는 본 논문의 결과와 향후 과제를 기술한다.



## 제 2 장 반도체 변압기의 기존 연구

본 장에서는 단상 MV-LV용 SST의 회로 구성 및 제어 방법에 관한 기존 연구들에 대해서 소개하고, 이들을 토대로 SST 신뢰성 향상을 위한 연구의 당위성을 확인하도록 한다.

### 2.1 회로 구성

단상 MV-LV용 SST의 회로 구성은 그 방법론에 따라 매우 다양하게 이루어질 수 있다. 그 중 MV AC 대응 방법은 상용 소자를 사용할 수 있는지의 여부로, 전력 변환단 구성 수는 기능성 제공 측면에서 각각 SST의 연구 동향을 제시할 수 있는 기준점이 될 수 있다. 이에 본 절에서는 이들을 기준으로 하여 기존에 소개되었던 주요 회로 구성을 분류하고 각각의 특성을 살펴보도록 한다. 또한 이를 바탕으로 본 연구에 가장 적합한 회로 구성을 선정하도록 한다.

#### 2.1.1 중전압 교류 대응 방법에 따른 분류

SST의 MVAC 대응 방법은 고내압 차세대 반도체 소자 활용 방법, 멀티 레벨 회로 구성 방법 및 다중 모듈 입력 직렬 연결 방법으로 나뉜다. 상기 세 가지 방법 이외에도 낮은 내압의 스위치를 직렬 연결해 고압에 대응할 수 있다[42-47]. 하지만 필연적으로 스위치 간 기생 성분 특성 차이

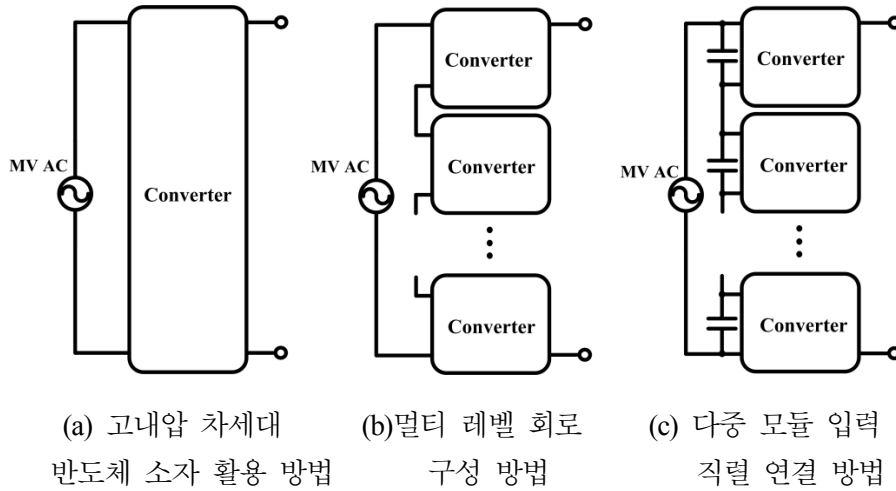


그림 2.1 중전압 교류 대응 방법

및 펄스 폭 변조(PWM, Pulse Width Modulation) 신호 지연 등에 의해 각 스위치 양단에 걸리는 전압 스트레스가 달라지게 된다. 따라서 각 스위치마다 전압 균형 회로를 추가해야 하는데, 이는 회로의 복잡성 증가 및 효율 저하로 나타날 수 있다. 또한 스위치의 직렬 연결이 시스템의 신뢰성 저하를 야기할 수 있다. 이상을 이유로 참고 문헌 [47] 이외에는 SST에서 이를 활용한 사례가 거의 없기 때문에 본 논문에서는 자세히 다루지 않도록 한다.

#### 2.1.1.1 고내압 차세대 반도체 소자 활용 방법

최근 들어 전기자동차, 고속전철, 스마트 그리드 등의 응용 분야에서 특성이 개선된 소자에 대한 요구가 증대됨에 따라 탄화규소(SiC, Silicon Carbide) 및 질화갈륨(GaN, Gallium Nitride) 소재의 와이드 밴드 갭(WBG,

Wide Band Gap) 반도체 소자가 크게 각광을 받고 있다[48-53]. 이들은 Si와 비교하여 절연과괴전계가 약 10배, 전자포화속도가 약 2배, 열전도율이 약 3배에 이르는 등 뛰어난 물성을 가지고 있다. 이에 MV-LV용 SST에서 10 kV 이상의 고내압 차세대 반도체 소자를 이용하여 회로를 구성한 연구 사례들이 보고된 바 있다[54-58]. 이 경우 기존 LV 응용에서 사용되던 회로 구성 및 제어 방법을 손쉽게 활용할 수 있다는 장점이 있다. 하지만 2016년 현재 10 kV 이상의 내압을 갖는 반도체 소자는 연구 사례로만 보고되고 있는 실정이며, 그 가격도 매우 비싸다. 더욱이 소자 내압이 올라갈수록 센싱 회로, 게이트 구동 회로 등 주변 회로 구성에 드는 비용 또한 급격히 상승한다. 이외에도 높은 전압의 스위칭 시 발생하는 전자과간섭(EMI, Electro-Magnetic Interference) 문제, 스위칭 손실 문제 등으로 인해 미래 지향적인 연구 보고 사례들에도 불구하고, 현재 고내압 차세대 반도체 소자를 이용한 SST를 상용화하는 것에는 어려움이 있다고 판단된다.

#### 2.1.1.2 멀티 레벨 회로 구성 방법

멀티 레벨 회로는 대전력과 고전압 응용에 적합한 특성, 낮은 공통 모드(common mode) 전압, 정현파에 가까운 전류 형태 및 작은 입출력 필터 등의 장점으로 인해 기존에 많이 활용되었다. 여러 멀티 레벨 회로 중 NPC(Neutral-Point Clamped) 컨버터와 CHB 컨버터는 기술이 상용화되어 산업계에서 쓰임새가 높으며, SST 분야에서도 그 활용 사례가 가장 많이 보고되고 있다[59-67].

그림 2.2는 NPC 컨버터의 대표적인 예인 3-레벨 다이오드 클램프 NPC

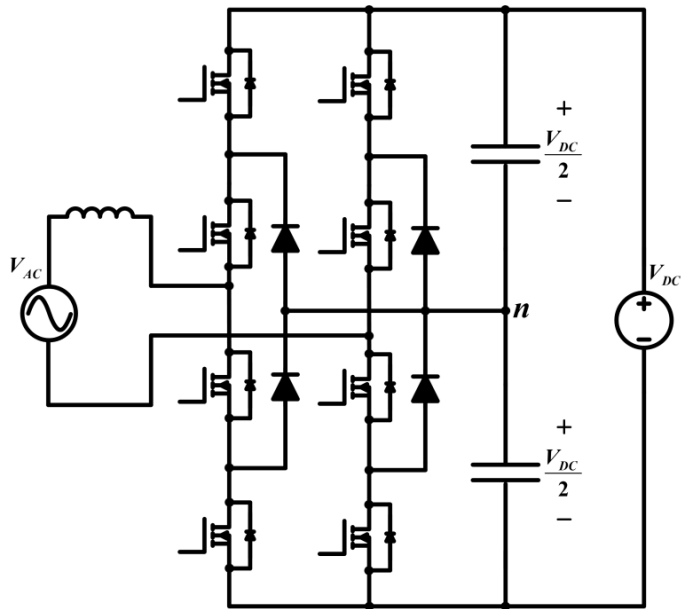


그림 2.2 다이오드 클램프 NPC 컨버터 (3-레벨)

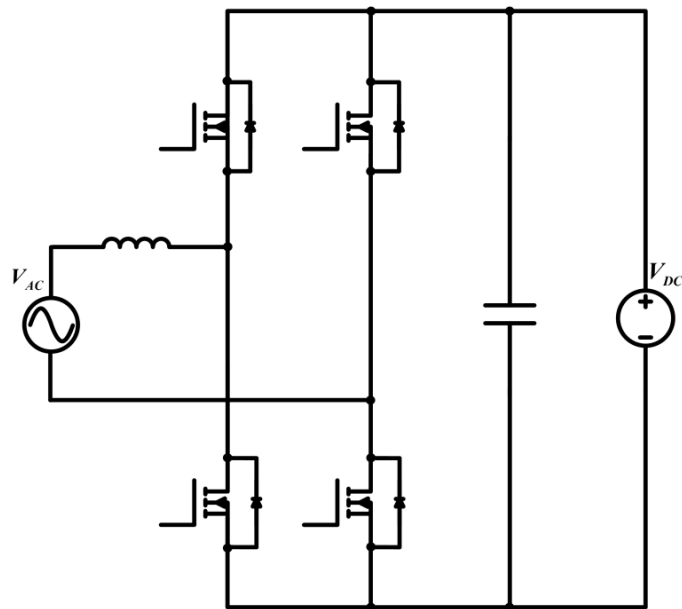


그림 2.3 단일 모듈 CHB 컨버터 (3-레벨)

컨버터를 보인다. 그림에서 볼 수 있듯이, 직류단은 2개의 커패시터(capacitor)가 직렬로 연결되어 있으며, 이 연결점을 중성점(neutral point)라고 정의한다. 하나의 레그(Leg)는 4개의 스위칭 소자와 중성점에 연결된 클램핑 다이오드들로 구성된다. 컨버터 동작 상 커패시터 중성점에 연결된 클램핑 다이오드가 도통할 때 중성점 전위에 해당하는 전압이 출력으로 나타나게 되므로 전력용 반도체는 단일 커패시터 양단에 걸려있는 전압( $0.5V_{DC}$ )만큼의 내압을 필요로 한다. 따라서 2-레벨 컨버터에 비해 절반의 정격 전압을 갖는 소자로 회로 구성이 가능하다는 장점이 있다. 또한 극 전압(Pole Voltage) 출력 레벨이 하나 늘어나 출력 전압의  $dv/dt$ 가 작아지고, 이는 출력 전압 품질 향상 및 EMI 특성 개선 효과 등으로 나타나게 된다. 이러한 장점은 레벨 수가 늘어날수록 부각된다. 반면 NPC 컨버터에서는 직류단 커패시터 사이에 전압 불균형 현상이 발생할 수 있고, 전력 소자 간 손실이 균등하지 않을 수 있어 이들에 대한 정밀한 제어가 추가적으로 필요하다[68, 69]. 또한 이론상 전압이 높아질수록 레벨 수를 늘려 대응할 수 있지만, 이 경우 높은 내압을 견디기 위해 직렬로 연결해야 하는 클램핑 다이오드의 수가 급격히 늘어나고 직류단 커패시터의 전압 균형 제어가 복잡해지는 문제가 있다. 따라서 현실적으로 고압에 대응하기 위한 레벨 수가 5보다 큰 경우에는 잘 사용되지 않는다[69-71].

CHB 컨버터는 단상 H-Bridge를 직렬로 연결한 회로이다. 그림 2.3에 단일 모듈 CHB 컨버터의 구조를 보인다. 단일 모듈 CHB 컨버터는 H-Bridge의 PWM에 따라  $V_{DC}$ , 0,  $-V_{DC}$ 의 세 가지 레벨을 출력할 수 있으며 단순히 직렬 연결되는 모듈 수를 늘리는 것만으로 출력 가능한 레벨 수도 증가시

킬 수 있다. CHB 컨버터는 기본 모듈을 통한 확장이 용이하기 때문에 NPC 컨버터에 비해 고전압 시스템에 적합하다. 또한 각각의 모듈이 동일한 회로, 제어 구조를 사용하기 때문에 시스템 구성의 변동에 대응하기 쉽고, 하나의 모듈이 고장 났을 때 모듈 교체가 간단하다는 장점이 있다 [69, 70]. 이와 같은 모듈화 기반의 장점들 덕분에 기존의 연구들은 CHB 컨버터를 SST의 낮은 신뢰성을 향상시킬 수 있는 방안으로 주목해왔다[24, 63-67, 69]. 반면 CHB 컨버터의 직류단 전압은 전력용 반도체의 내압보다 높아질 수 없기 때문에 단일 모듈의 전압 상승에는 한계가 있다. 또한 소자 손실 차이 및 전력 불균등 분배에 의해 DC-link 커패시터 간 전압 불균형이 발생할 수 있어 이에 대한 대책이 필요하다[75, 76].

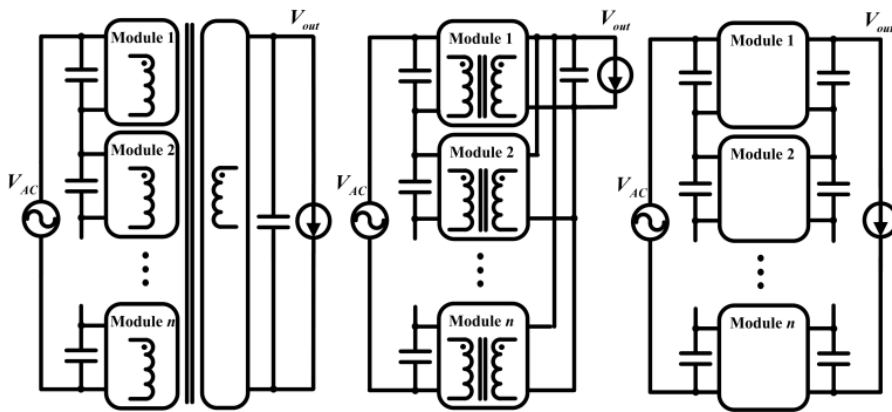
#### 2.1.1.3 다중 모듈 입력 직렬 연결 방법

입력 전압이 높은 전력변환 응용에서 다중 모듈의 입력을 직렬로 연결해 대응하는 방법이 꾸준히 연구되어 왔다[77-80]. 이와 관련해 기존 연구에서는 전력 균등 분배 및 시스템 안정성 등이 주된 연구 대상이었으나, 근래에 들어 SST 적합 토폴로지 및 제어 방법에 대한 연구들도 보고된 바 있다[32, 81].

다중 모듈 입력 직렬 연결 방법은 그 구성이 멀티 레벨 회로 구성 방법과 유사하다. 하지만 직렬 연결된 다수의 스위치로 MV에 대응하는 멀티 레벨 회로 구성과는 달리 다중 모듈 입력 직렬 연결 방법에서는 스위치가 입력 커패시터에 분배된 전압만을 감당한다. 따라서 멀티 레벨 구현을 위한 PWM 전략이 필요한 멀티 레벨 회로 구성과는 달리 별도의 PWM 전

력이 필요하지 않다는 장점이 있다. 반면 모듈 간 전력 균등 분배를 위해서 이를 위한 제어가 필요하다.

다중 모듈 입력 직렬 연결 방법은 출력의 형태에 따라 세 가지로 나뉜다. 첫 번째는 그림 2.4(a)와 같이 다중 권선을 이용해 단일 모듈 출력을 갖는 형태이다[82]. 이는 회로 구성이 비교적 간단하지만, 출력이 단일 모듈이므로 모듈화 구성의 장점을 취할 수 없다. 두 번째는 그림 2.4(b)에 보이는 입력 직렬-출력 병렬형(ISOP, Input Series-Output Parallel) 모듈 구성이다[83-86]. CHB 컨버터에서와 마찬가지로 각각의 모듈이 동일한 회로, 제어 구조를 사용하기 때문에 시스템 확장이 용이하고, 고장 시 대응이 쉽다는 장점이 있다. 하지만 입력 모듈들의 기준 전위가 다르기 때문에 출력을 병렬로 연결하기 위해서는 전력 단계 반드시 변압기가 사용되어야 한다. 마지막은 입력 직렬-출력 직렬형(ISOS, Input Series-Output Series) 모듈 구성으로, ISOP형 구성과 마찬가지로 모듈화의 장점을 지닌다. 입력과 출력이



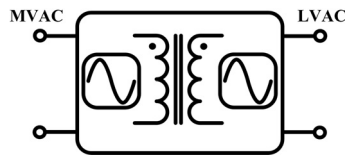
(a) 단일 모듈 출력[82]    (b) ISOP 구성[83-86]    (c) ISOS 구성

그림 2.4 다중 모듈 입력 직렬 연결 방법

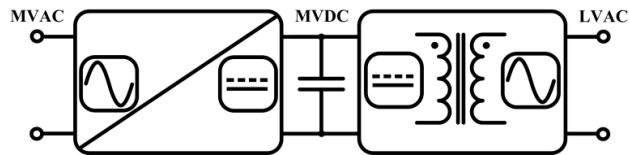
모두 고압일 때 많이 사용되는 구성이다[87, 88].

### 2.1.2 전력 변환단 수에 따른 분류

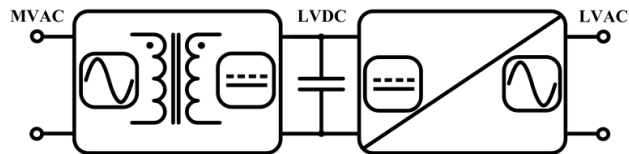
SST의 회로 구성은 전력 변환단의 수에 따라 1단 구성, 2단 구성 및 3단



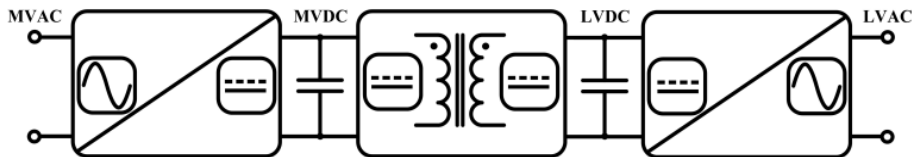
(a) 1단 구성



(b) 2단 구성 (MV DC-link 사용)



(c) 2단 구성 (LV DC-link 사용)



(d) 3단 구성

그림 2.5 전력 변환단 수에 따른 SST의 회로 구성



구성으로 나눌 수 있다. 각각의 회로 구성 방식을 그림 2.5에 보인다.

### 2.1.2.1 1단 구성

1단 구성에서는 DC-link 커패시터 없이 AC를 변환한다. 이는 네 구성 중 가장 간단한 구성으로 변환단 수가 적어 가격이 저감되고, 효율이 가장 높다는 이점을 지닌다. 반면 DC-link 커패시터가 없어 계통에서 순시전압상승 및 순시전압하강 현상 발생 시 출력 전압이 그 영향을 받게 된다. 또한 배전용 SST의 경우 PV, ESS, 연료전지 등 신재생 에너지원과의 용이한 연계를 위한 DC 인터페이스가 필요하므로 DC 전력 변환 회로를 따로 추가해야 한다는 단점이 있다.

그림 2.6는 DAB 컨버터를 이용한 1단 구성 SST의 예시를 보인다[82, 89]. 연구 사례마다 PWM 방법에 따라서 에너지 전달 원리가 다소 상이하지만, 기본 회로 구성은 동일하다. 양방향 전압과 전류를 저지 또는 도통할 수 있도록 하기 위하여 각 스위치가 back-to-back 형태로 구성되어 있다. 입력

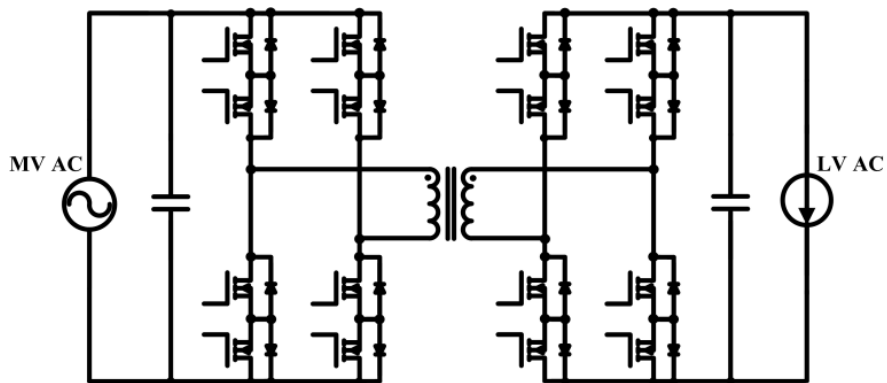


그림 2.6 DAB 컨버터 이용 1단 구성 SST[82, 89]

단의 반도체 소자가 MV 전압을 견딜 수 없을 시 다중 모듈 입력 직렬 연결 방법으로 대응할 수 있다.

한편 flyback 컨버터를 이용하여 1단 구성 SST를 보고한 사례[90]도 있지만, 이 경우 DAB 컨버터를 이용할 때 보다 전압 스트레스가 두 배로 커진다는 단점이 있어 실제 많이 활용되지는 않는다.

### 2.1.2.2 2단 구성

2단 구성 SST는 AC-DC 컨버터와 DC-AC 컨버터로 이루어져있다. 이때 고주파 변압기가 AC-DC 컨버터와 DC-AC 컨버터 중 어느 쪽에 위치하느냐에 따라 구분이 다시 세분화 될 수 있다.

고주파 변압기가 AC-DC 컨버터 측에 위치하게 될 경우에는 LV DC-link를 갖게 되어 PV, EV, ESS 및 일반 부하에 연계하기가 용이하다. 하지만 이 경우 MV-DC link가 없어 LV DC-link에 큰 120Hz 리플이 발생하므로 LV DC 배전망의 전력 품질이 떨어지는 문제가 있다[81].

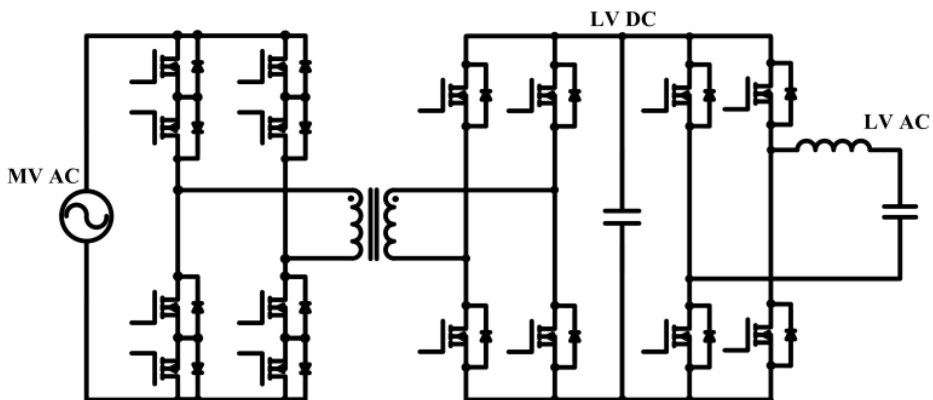


그림 2.7 LV DC-link를 갖는 DAB 컨버터, 인버터 이용 2단 구성[81]

고주파 변압기가 DC-AC 컨버터 측에 위치하게 될 경우에는 MV DC-link를 갖게 되어 DC 송배전 시 유리하다는 장점이 있다. 하지만 MV에 대응하기 위한 소자 수가 늘어나게 된다.

현재 해상 풍력 발전 연계나 심해 무인 잠수정(ROV, Remotely Operated Vehicle) 전원 공급 등의 특수 응용 분야를 제외하면 일반 배전 시스템에서는 MV DC보다 LV DC에 대한 활용도가 더 높기 때문에, 둘 중 LV DC-link를 가지는 2단 구성 SST에 대한 연구 보고 사례가 다수를 이룬다[22].

그림 2.7는 LV DC-link 갖는 DAB 컨버터와 인버터를 이용한 2단 구성 SST의 예시를 보인다. 1단 구성의 경우와 마찬가지로 입력단의 반도체 소자가 MV 전압을 견딜 수 없을 시 다중 모듈 입력 직렬 연결 방법으로 대응할 수 있다.

### 2.1.2.3 3단 구성

3단 구성 SST는 AC-DC 컨버터, DC-DC 컨버터 및 DC-AC 컨버터로 이

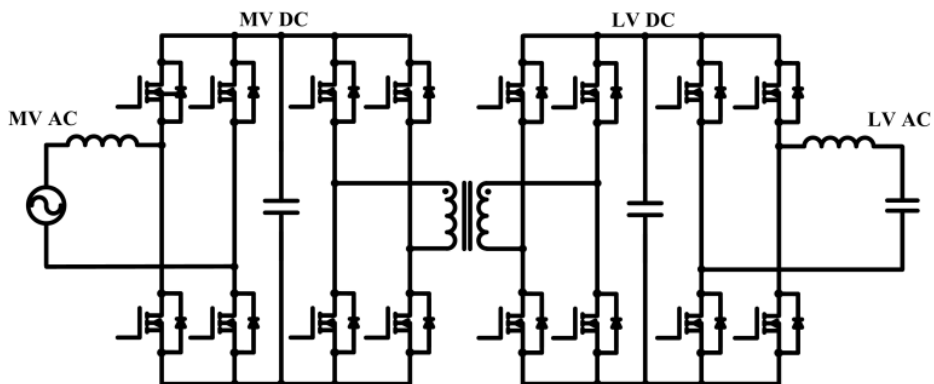


그림 2.8 H-Bridge, DAB 컨버터, 인버터 이용 3단 구성

루어져 있다. 3단 구성은 전력 변환에 필요한 소자 수가 많기 때문에 변환 효율이 가장 떨어진다는 단점이 있다. 또한 회로 구성이 복잡하여 제어 역시 가장 복잡하다. 이러한 단점에도 불구하고 MV DC-link와 LV DC-link가 둘 다 존재하기 때문에 1단 구성과 2단 구성의 단점을 보완할 수 있으며 이를 통해 실시간 전압 제어, 고조파 보상, 무효 전력 보상, 순시전압상승/하강 보상 등 여러 기능성을 제공할 수 있다[22-24]. 이 때문에 현재 SST의 연구 보고 사례들은 3단 구성에 관한 것이 대다수를 이룬다.

그림 2.8은 H-Bridge, DAB 컨버터, 인버터로 이루어진 3단 구성의 예시를 보인다. 입력단의 단일 반도체 소자가 MV 전압을 견딜 수 없을 시 멀티 레벨 회로 구성 방법과 다중 모듈 입력 직렬 연결 방법으로 대응할 수 있다.

### 2.1.3 본 논문의 연구 대상이 될 회로 구성

SST의 회로 구성 가능 시나리오를 그림 2.9에 정리하였다. 현실적 제약에 따라 상용 반도체 소자의 사용을 가정할 시, 본 논문의 핵심 논의 사항인 SST의 신뢰성 향상 측면에서 가장 바람직한 MV AC 대응 방법은 CHB 멀티 레벨 컨버터 혹은 다중 모듈 입력 직렬 연결 방법이다. 이때 3단 구성이 높은 유연성 및 제어 자유도를 제공하며, 현재 가장 많은 연구 보고가 이루어지고 있다는 점을 고려하여 CHB 컨버터의 AC-DC단, 다중 모듈 DAB 컨버터의 DC-DC단, 인버터의 DC-AC단으로 이루어진 3단 구성 SST를 본 논문의 연구 대상 회로로 정하였다. 그 구성을 그림 1.5에서

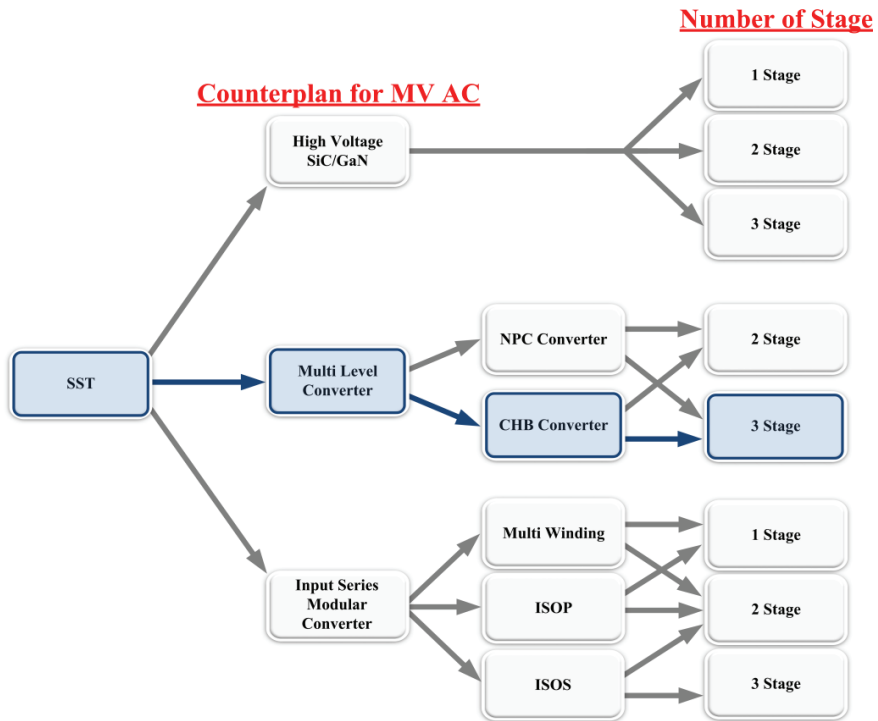


그림 2.9 여러 SST 구성 시나리오

보인바 있다.

한편 ISOS 구조를 통해서도 3단 구성을 이용할 수 있다. 하지만 현재 AC 입력을 갖는 ISOS 구조에 대한 기반 연구가 거의 이루어지지 않은 점을 들어 본 논문의 연구 대상으로 선택하지 않았다. 이는 향후 연구 결과에 따라 SST에 이용 적합한 후보군이 될 수 있을 것이라 판단된다.

## 2.2 제어 방법

본 절에서는 3단 구성 SST에서 CHB 컨버터 및 다중 모듈 DAB 컨버터

의 제어 논점을 살펴보고, 이들의 기존 제어 방법론에 대해 소개한다.

## 2.2.1 반도체 변압기의 기존 제어 방법론

### 2.2.1.1 CHB 컨버터의 제어 방법론

CHB 컨버터의 제어에 대해서는 능동 정류기, 무효전력보상기(STATCOM, Static Synchronous Compensator) 등의 응용을 대상으로 이미 많은 연구들이 이루어진 바 있다[75, 76, 91, 92]. 기존 연구의 주요 골자는  $n$ 개 모듈로 이루어진 CHB 컨버터에서  $(n+1)$ 개의 상태 변수(1개의 입력 전류 +  $n$ 개의 DC-link 전압)를 제어하는 방법과 모듈 간 손실 차이 및 전력 불균등 분배로 인해 나타나는 DC-link 커패시터 간 전압 불균형 현상의 극복 방안이다. 특히 DC-link 커패시터 전압 불균형 현상은 무부하 혹은 경부하 조건에서 더욱 악화되는데, 이는 커패시터 및 스위치에 과전압을 부과하여 시스템 동작에 문제를 야기할 수 있어 신뢰성 측면에서도 중요 사항이다. 이상의 제어 논점은 SST 응용에서도 동일하게 적용될 수 있다.

CHB 컨버터의 제어와 관련해 참고 문헌 [75]는 능동정류기를 대상으로 passivity-based control을 이용하여 부하 불균형 상황에서도 시스템 안정성을 확보하는 방법을 제안하였지만, 필요 연산이 너무 많아 제어 알고리즘 복잡도가 크게 증가한다는 단점이 있다. 참고 문헌 [76]도 비슷한 문제의식으로부터 출발해 아날로그-디지털 복합 제어를 통해 전압 균형을 달성하였지만, 제어 방법이 복잡하고 스위칭 주파수가 가변 한다는 단점이 있다. 참고 문헌 [91]은 간단한 비례-적분(PI, Proportional-Integral) 기반 제어를 제

안하였지만, 일반화에 대한 검증이 이루어지지 않았다. 무엇보다 상기의 방법들은 제어의 핵심 기능을 수행하는 중앙/마스터 제어기가 존재하여 제어기의 단일 고장 시 전체 시스템이 동작하지 않을 수 있다. 따라서 제어 측면에서는 CHB 컨버터가 가지는 모듈화의 장점을 취할 수 없다는 한계가 있다. 그 응용 대상을 SST로 한정하여도 상황은 크게 다르지 않다 [63, 64].

#### 2.2.1.2 다중 모듈 DAB 컨버터의 제어 방법론

CHB 컨버터에서 DC-link 전압 간 균형을 위해서는 모듈 사이에 전력 균등 분배가 이루어져야 함이 알려져 있다[63, 64]. 따라서 다중 모듈 DAB 컨버터에 대해서도 전력 균등 분배가 이루어져야 한다. 하지만 DAB 컨버터에서는 변압기 누설 인덕턴스(inductance) 차이 혹은 변압기 권선 비 차이 등의 소자 공차에 의해 모듈 간 전력 불균형 현상이 발생할 수 있다. 이에 기존 SST 관련 연구에서는 DAB 모듈 간 전력 균등 분배를 위한 제어 방법들이 제시된 바 있다 [93-95].

3단 구성 SST에서 DAB 컨버터는 입력 플로팅-출력 병렬(IFOP, Input Floating-Output Parallel) 구조로 연결되어 있다. 이때 각 모듈의 출력 전력에 따라 각 모듈의 입력 전력이 결정되므로 통상 입력 병렬-출력 병렬(IPOP, Input Parallel-Output Parallel) 구조에서 사용하는 병렬 모듈 제어 방법을 IFOP 구조에서도 사용할 수 있다. IPOP 구조에서 가장 많이 사용되는 병렬 구동 방법은 마스터-슬레이브 제어와 드롭(droop) 제어를 들 수 있다. 마스터-슬레이브 제어는 마스터 모듈의 제어 정보를 통신을 통하여 슬레이브

모듈들에 전달하여 이를 추종하도록 하는 방법이다. 구현의 편의상 많이 사용되는 방법이지만 마스터 모듈의 고장 시 단일 고장점 문제 때문에 신뢰성이 낮다는 단점이 있다. 반면 드롭 제어는 컨버터의 출력 임피던스(impedance)를 이용하여 모듈 간에 통신 없이도 전력 분배가 이루어지도록 하는 병렬 모듈 구동 방법이다. 드롭 제어를 이용하면 단위 모듈의 독립적인 운전이 가능해져 시스템 신뢰성이 높아지지만, 출력 전압의 제어 범위와 모듈 간 전력 균등 분배 사이에 트레이드-오프(trade-off) 관계가 형성되어 성능 특성이 떨어지는 단점이 있다.

DAB 컨버터의 병렬 구동과 관련하여 참고 문헌 [63]은 계층 제어를 사용하고 있지만 낮은 신뢰성에 대한 대책이 제시되어 있지 않다. 참고 문헌 [64]는 전압 피드포워드와 피드백을 기반으로 병렬 제어 방법을 제안하였지만, 전력 불균형의 원인인 소자 공차에 고려가 이루어지지 않았다. 참고 문헌 [93]에서는 DAB 컨버터 병렬 구동 시 PI 제어를 통한 전압 회복 방법으로 기존 드롭 제어의 한계를 극복하는 방안을 제시하였지만, 각 모듈 오프셋(offset) 전압의 운용 방안이 제시되어 있지 않다. 또한 CHB 컨버터의 경우와 마찬가지로 상기의 방법들은 제어 측면에서 병렬 구성이 가지는 모듈화의 장점을 취할 수 없다는 한계가 있다. 참고 문헌 [94]는 DAB 컨버터의 전력 전달 원리를 이용하여 전력 균형을 달성하였지만, 역시 계층 제어로 인해 제어의 모듈화를 달성할 수 없으며, 참고 문헌 [95]는 개선된 드롭 방법을 제시하였지만 그 해석이 배터리를 이용하는 경우로 한정되어 있다.

이상에서 3단 구성 SST의 제어 논점 및 기존 제어 방법론에 대해 알아



보았다. SST의 운용을 위하여 CHB 컨버터에서는 입력 전류를 제어하는 동시에 각 모듈의 DC-link 전압 균형 제어를 달성해야 한다. 다중 모듈 DAB 컨버터에서는 병렬 구동 방법을 통해 모듈 간 전력 균등 분배를 달성하여야 한다. 각 컨버터의 제어 논점 정리하여 그림 2.10에 도시하였다.

기존에 보고되었던 SST의 제어 방법론 중 대표적인 사례를 그림 2.11과 그림 2.12에 정리하여 보인다. 두 경우 모두 훌륭한 기능성을 보이지만, 제어 블록도에서 알 수 있듯이 특정 제어기의 단일 고장 시 전체 시스템이 동작하지 않을 수 있는 위험이 있음을 알 수 있다. 이는 시스템의 신뢰성 저하를 야기할 수 있으며, 고장에 대비한 백업 제어 시스템을 구축 시 시스템 복잡도 및 비용이 크게 상승할 수 있음을 의미한다.

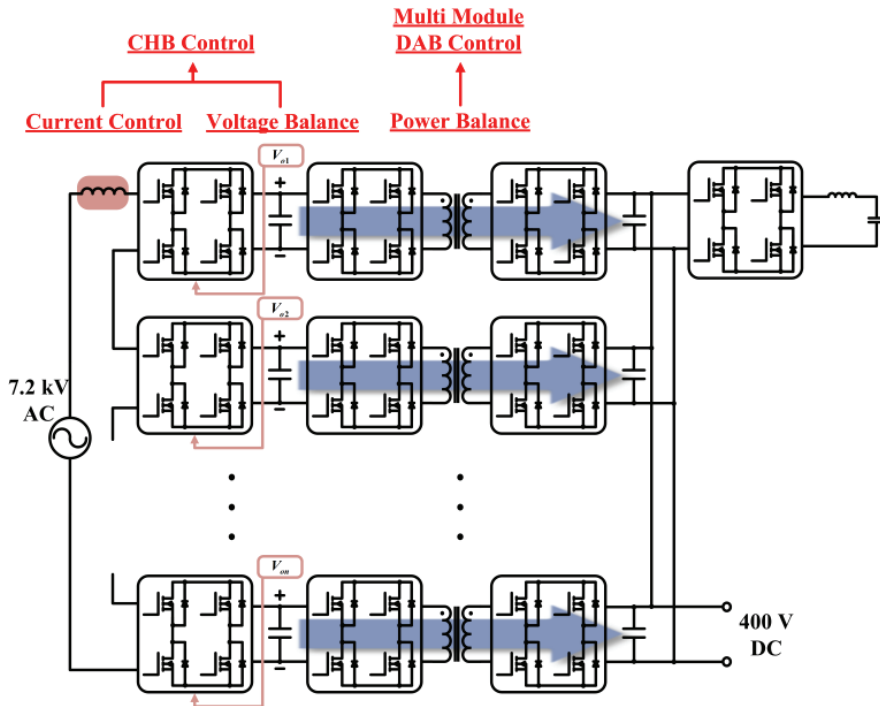


그림 2.10 SST의 제어 논점

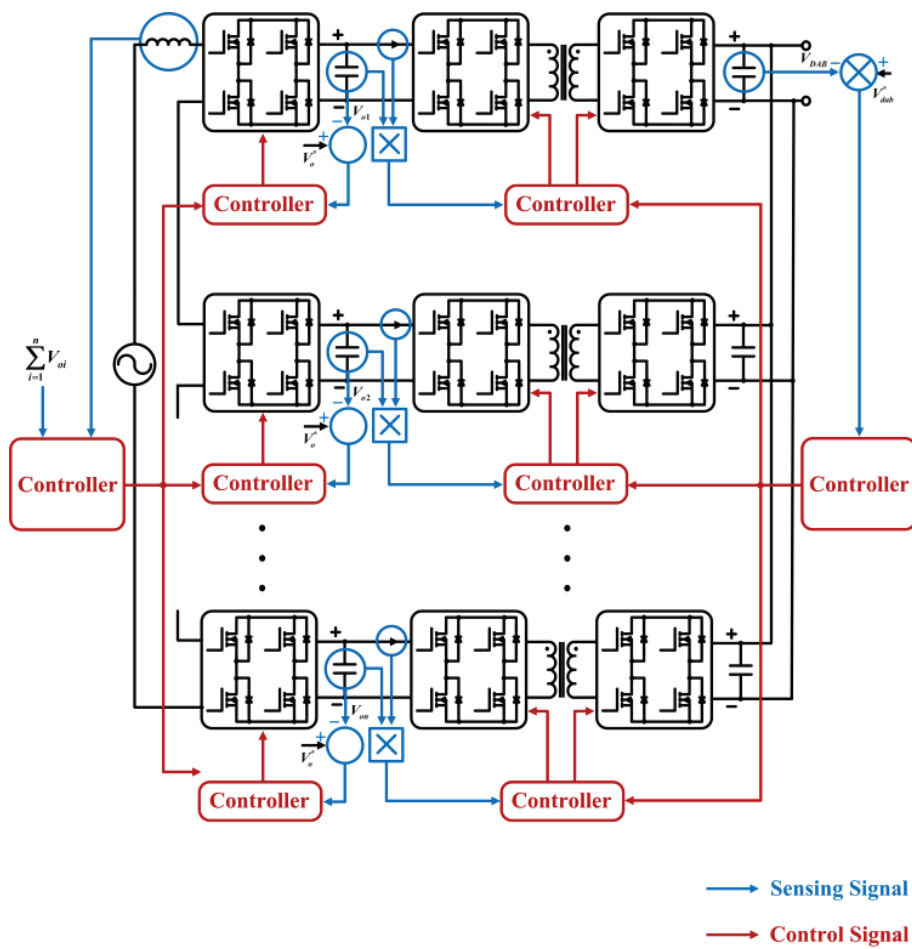


그림 2.11 계층 제어를 이용한 SST의 제어 블록도[63]

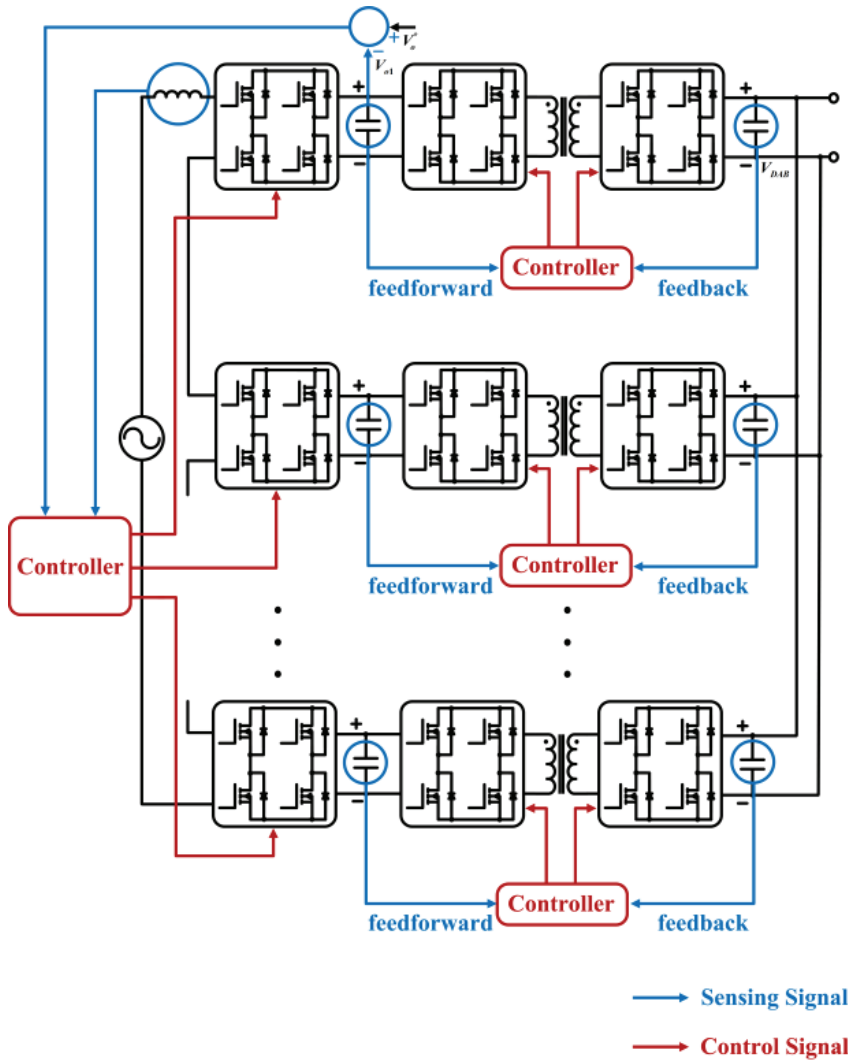


그림 2.12 마스터-슬레이브와 분산 제어를 이용한 SST의 제어 블록도[64]

## 2.3 신뢰성 향상 방안

### 2.3.1 시스템 구성에 따른 신뢰도 특성

SST에서는 MV 및 대전력을 감당하기 위해 다수의 모듈이 사용되어야 하며 이들에 대한 효과적인 구성 및 제어 방법이 필요함을 확인하였다. 이처럼 다중 모듈로 구성된 시스템의 신뢰도는 그 구성 방법에 따라 상이해질 수 있다. 이를 알아보기 위해서 우선 개별 요소의 고장률(failure rate,  $\lambda(t)$ ) 특성을 살펴보도록 한다. 고장률이란 개별 요소가 어떤 시점까지 동작한 후 계속되는 단위기간 내에 고장을 일으키는 비율로써, 10억 시간당 고장 수(FIT, Failures in Time)를 단위로 갖는다.

$$1 \text{ FIT} = 10^9 \text{ failure/hour} \quad (2.1)$$

일반적으로 고장률은 그림 2.13와 같이 초기고장기간(early failure period), 우발고장기간(random failure period), 마모고장기간(end-of-life failure period)의 핵심 기간을 가지는 욕조 곡선(bathtub curve)으로 표현할 수 있다. 초기고장 기간은 제품의 잠재적인 설계 및 제조상의 결함으로 고장이 나타나는 구간으로, 원인 조사 및 시정 조치에 의해 고장률을 감소시킬 수 있다. 설계나 제조상의 결함이 제거되어 품질안정화가 이루어지면 일정한 고장률( $\lambda$ )이 나타나게 되는데 이를 우발고장기간이라 한다. 우발고장기간 동안은 고장 발생을 미리 예측하기 어렵고 확률적으로만 예측 가능하다. 마지막으로 제품을 일정 기간 사용 후 재료나 부품이 열화되어 고장률이 증가하

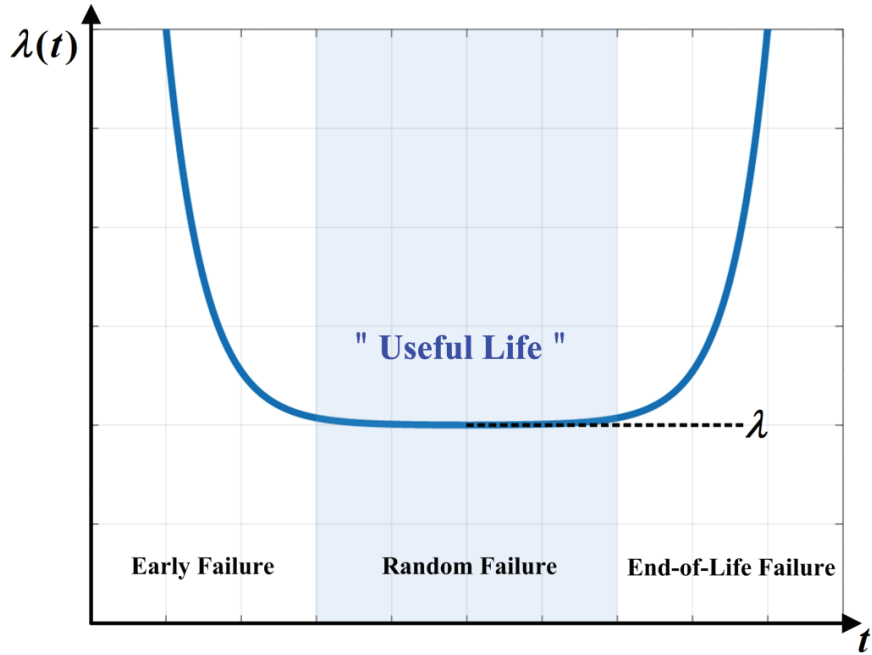


그림 2.13 고장률의 육조 곡선

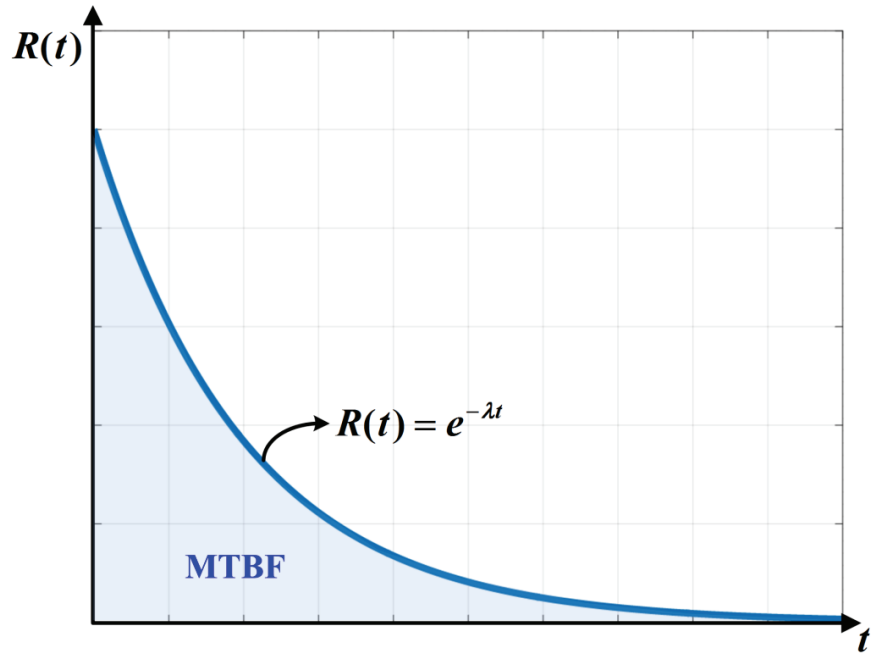


그림 2.14 신뢰성 함수

는 구간을 마모고장기간이라 한다.

신뢰성 공학에서는 통상 일정한 고장률이 유지되는 우발고장기간을 제품의 유용수명(useful life)이라 칭하며, 이때의 고장률을 바탕으로 신뢰성을 분석한다[96-98]. 일반적으로 고장률과 신뢰도( $R(t)$ )의 관계는 다음 식과 같다.

$$\lambda(t) = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{R(t) - R(t + \Delta t)}{R(t)\Delta t} = -\frac{1}{R(t)} \frac{dR(t)}{dt} \quad (2.2)$$

이때,  $R(0) = 1$ 을 가정하면 식 (2.2)로부터  $\lambda(t) = \lambda$ 인 우발고장기간의  $R(t)$  및 평균 무고장 시간(MTBF, Mean Time Between Failures)은 각각 다음과 같다.

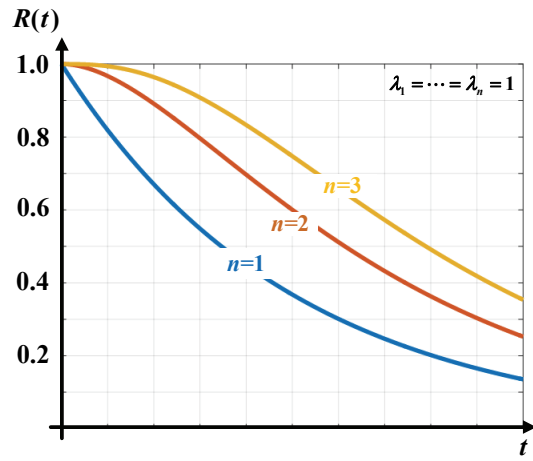
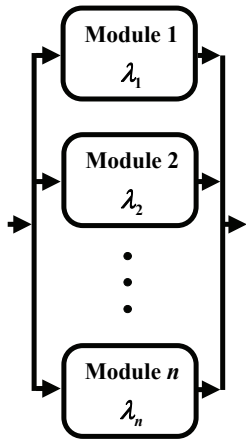
$$R(t) = e^{-\lambda t} \quad (2.3)$$

$$\text{MTBF} = \int_0^{\infty} R(t)dt = \int_0^{\infty} e^{-\lambda t} dt = \frac{1}{\lambda} \quad (2.4)$$

개별 요소가 병렬로 구성된 시스템을 그림 2.15(a)에 보인다. 병렬 구성 시스템에서는 개별 요소가 고장 났을 시 이를 대신해 다른 구성 요소가 대리 기능을 수행할 수 있다. 즉, 시스템에 여유도(redundancy)가 제공되며, 시스템 구성 모듈 수( $n$ )가 증가할수록 시스템의 신뢰도가 상승한다. 병렬 시스템의 신뢰도는 식 (2.5)에 나타낸다.

$$R(t) = 1 - (1 - e^{-\lambda t})^n \quad (2.5)$$

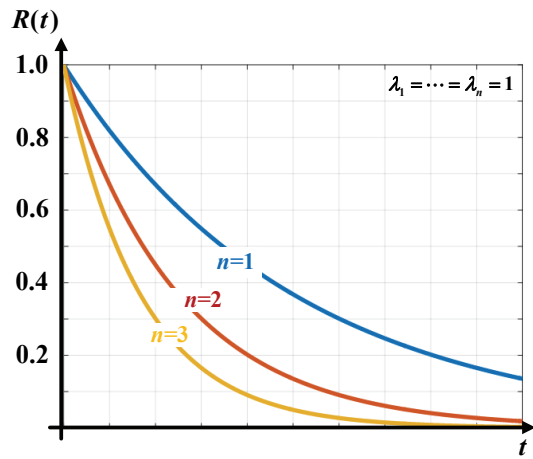
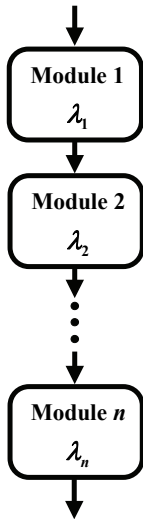
반면 개별 요소가 직렬로 구성된 시스템을 그림 2.16(a)에 보인다. 이때 시스템 고장률( $\lambda_s$ ) 및 신뢰도는 각각 식 (2.6)과 식 (2.7)로 나타낼 수



(a) 병렬 구성 시스템

(b) 모듈 수( $n$ )에 따른 신뢰도 변화

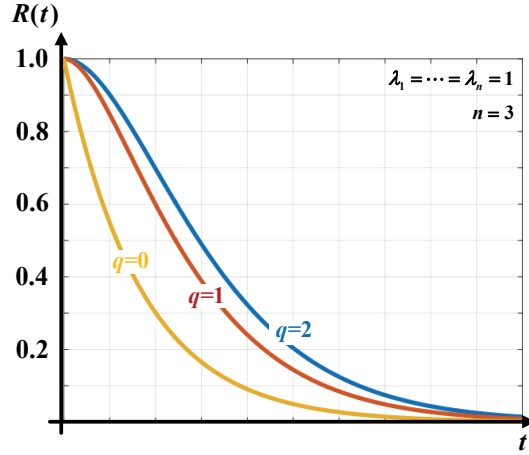
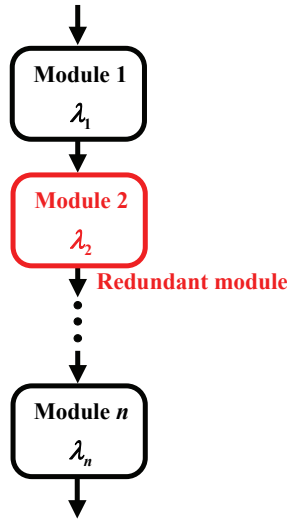
그림 2.15 병렬 구성 시스템과 신뢰도



(a) 직렬 구성 시스템

(b) 모듈 수( $n$ )에 따른 신뢰도 변화

그림 2.16 직렬 구성 시스템과 신뢰도



(a) 여유 모듈이 도입된 직렬 구성 시스템      (b) 여유 모듈 수( $q$ )에 따른 신뢰도 변화

그림 2.17 여유 모듈이 도입된 직렬 구성 시스템과 신뢰도

있는데, 직렬 연결되는 모듈 수가 증가할수록 고장률 역시 증가하므로 전체 시스템의 신뢰도는 감소하게 된다. 이를 단일 고장점 문제라 한다.

$$\lambda_s = \sum_{i=1}^n \lambda_i \quad (2.6)$$

$$R(t) = e^{-\lambda_s t} \quad (2.7)$$

이처럼 직렬 구성 시스템에서 모듈 수가 늘어날수록 신뢰도가 감소하는 문제를 해결하기 위하여, 각 모듈 고장 시 바이패스 경로를 추가하고 여유 모듈을 도입하는 연구 사례들이 보고된 바 있다[99-101]. 그 결과



직렬 구성 시에도 병렬 구성의 경우와 마찬가지로 모듈화 개념을 도입하는 것이 일반화 되었으며, 신뢰성을 제고할 수 있게 되었다.

대리 기능을 수행할 수 있는 여유 모듈이 도입된 직렬 구성 시스템을 그림 2.17(a)에 보인다. 여유 모듈 수( $q$ )에 따른 직렬 시스템의 신뢰도는 식 (2.8)와 같다.

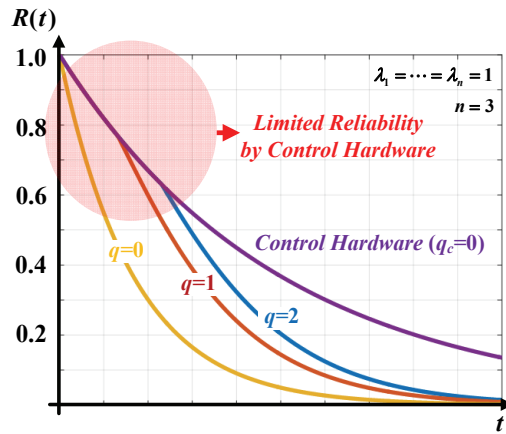
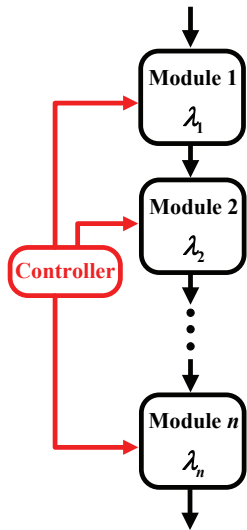
$$R(t) = \sum_{i=0}^q {}_n C_i \left( e^{-\lambda t} \right)^{(n-i)} \left( 1 - e^{-\lambda t} \right)^i \quad (2.8)$$

식 (2.8)에서 유추할 수 있듯이, 여유 모듈 수가 증가할수록 시스템의 신뢰성이 향상된다. 이를 그림 2.17(b)에서 확인할 수 있다.

### 2.3.2 기존 신뢰성 향상 방안의 한계점

직렬 구성 시스템에서 모듈화 개념을 도입함으로써 신뢰성을 제고할 수 있음을 확인하였다. 하지만 신뢰성 제고의 효과를 온전히 취하기 위해서는 전력 변환단 이외에도 제어부, 보조 전원 회로 등 기타 요소까지도 모듈화가 이루어져야 한다.

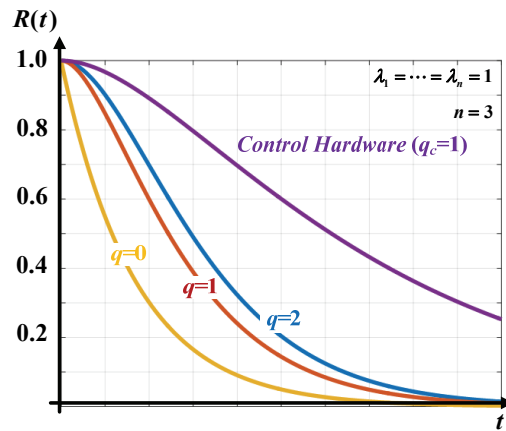
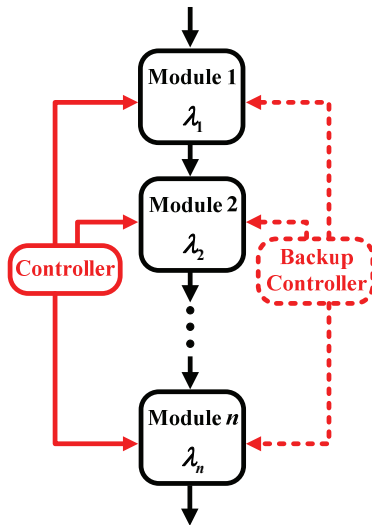
전력 변환단은 모듈화가 이루어지고, 제어부는 모듈화가 이루어지지 않은 경우의 시스템 신뢰도 양상을 그림 2.18에 나타내었다. 통상적으로 전력 변환단의 여유 모듈 수가 늘어날수록 시스템 신뢰도가 증가한다. 하지만 시스템 제어가 단일 제어부에 의해 이뤄질 경우, 그림 2.18(b)와 같이 단일 제어부의 신뢰도가 시스템 신뢰도 향상에 제약 요인이 될 수 있다.



(a) 직렬 구성 시스템 ( $q_c=0$ )

(b) 제어부와 시스템 신뢰도 ( $q_c=0$ )

그림 2.18 제어 여유 모듈이 없을 때의 시스템 구성과 신뢰도



(a) 직렬 구성 시스템 ( $q_c=1$ )

(b) 제어부와 시스템 신뢰도 ( $q_c=1$ )

그림 2.19 제어 여유 모듈이 있을 때의 시스템 구성과 신뢰도

반면 제어부 여유 모듈을 도입하여 제어 모듈화를 달성한 경우를 그림 2.19에 보인다. 이 경우 제어부 여유 모듈 수( $q_c$ )가 증가할수록 제어부 신뢰도가 향상되므로 전력 변환단의 여유 모듈 수가 늘어날수록 전체 시스템 신뢰도 역시 높아지게 된다. 하지만 제어 장치에 필요한 보조 전원 회로 및 통신 인터페이스 등도 제어부 여유 모듈 수만큼 추가로 필요하기 때문에, 전체 시스템의 복잡도 및 비용이 크게 증가하게 된다는 단점이 있다[23, 30].

이 같은 한계를 극복하기 위하여, 중앙 집중 제어 방식에서 탈피하여 각 모듈이 독자적인 제어 기능을 수행하도록 하는 분산 제어 방식을 적용하고자 하는 노력들이 이루어지고 있다[38, 39]. 하지만 그 응용 대상을 SST로 한정할 경우, 계층 제어 형식의 분산 제어가 사용되는 것이 일반적이다[24, 63, 65, 67]. 계층 제어기는 중앙 제어 기능을 수행하는 상위제어기와 각 모듈의 제어 기능을 수행하는 하위제어기로 이루어진다. 따라서 신뢰성 향상을 위해서는 핵심 제어 알고리즘을 수행하는 상위제어기에 대해 여전히 제어 여유 모듈이 필요하다는 한계가 있다.

### 2.3.3 제안하는 신뢰성 향상 방안

이전 절에서 전체 시스템의 신뢰성 제고를 위해서는 전력 변환단 뿐만 아니라 제어부 역시 모듈화가 이루어져야 함을 확인하였다. 따라서 본 논문에서는 SST의 신뢰성 향상 방안으로 그림 2.20과 같이 특정 모듈에 의존하지 않는 모듈화 된 제어 방법을 제안하고자 한다. 제안하는 제어

방법에서는 CHB 컨버터와 DAB 컨버터를 한 모듈로 상정하며, 제어부가 CHB 컨버터와 DAB 컨버터의 출력 전압으로부터 해당 모듈을 제어한다. 각 모듈은 해당 모듈의 출력 전압 정보만을 필요로 하기 때문에, 서로 제어 지령을 공유하지 않는다. 따라서 특정 모듈이 고장 났을 시에도 고장에 대한 정보만 있으면, 다른 모듈들은 계속 기능을 수행하며 전체 시스템에 여유도를 제공할 수 있게 된다. 즉, 제어 측면에서 모듈화를 달성할 수 있게 된다. 그 결과 상위 제어기가 담당하는 역할이 전체 시스템 운영 지침 전달 및 모듈 고장 정보 관장 등의 보조 기능들로 축소되며, 이에 따라 백업 시스템 구축이 간편해져 시스템의 신뢰성 향상, 단순화 및 비용 저감 등의 효과를 기대할 수 있다.

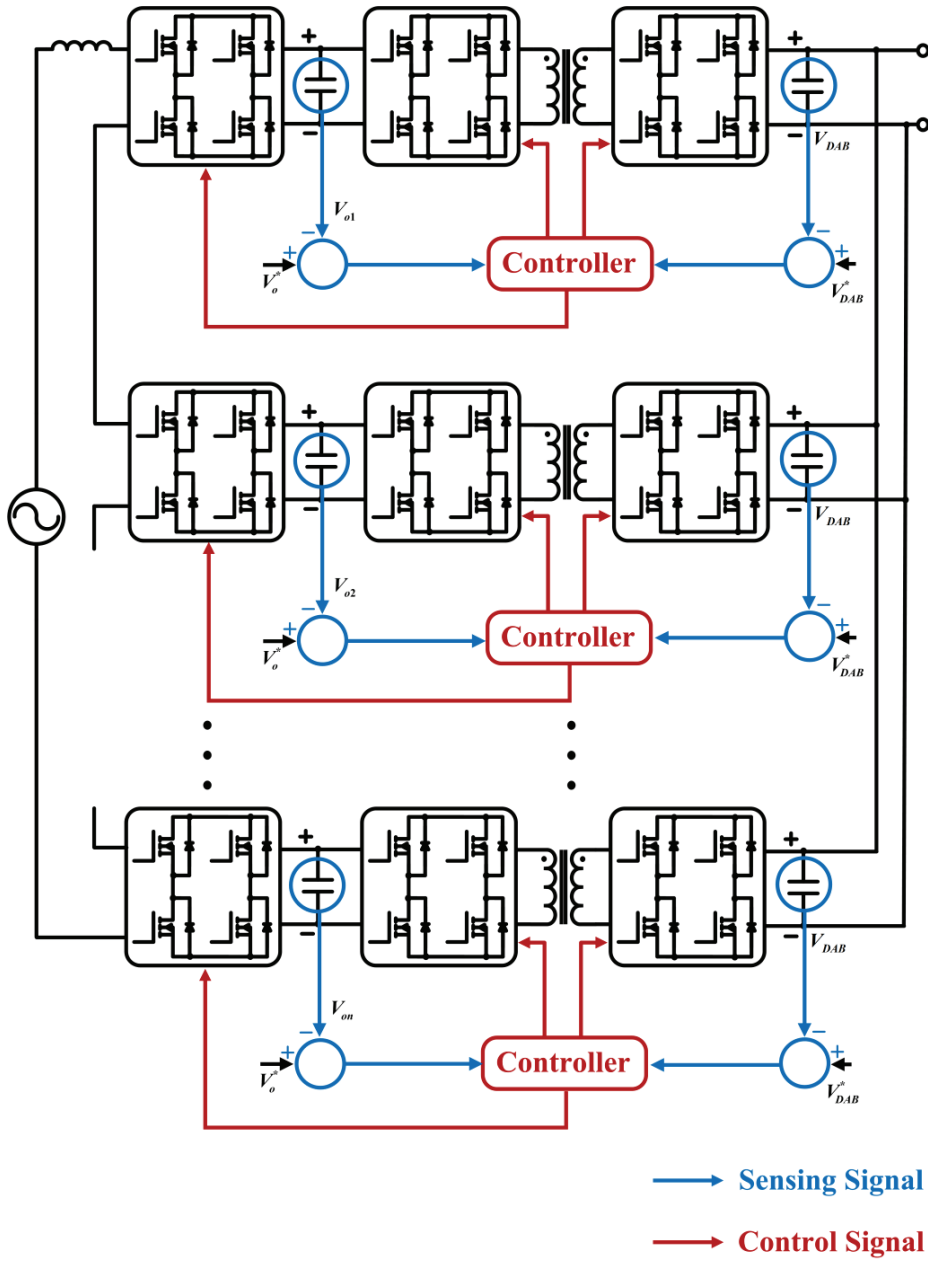


그림 2.20 제안하는 신퇴성 향상 방안

## 제 3 장 CHB 컨버터에 적용 가능한 신뢰성 향상 방안

본 장에서는 CHB 컨버터에 적용 가능한 새로운 분산 제어 방법을 제안하고 이를 서술하도록 한다. 우선 CHB 컨버터 모델링 작업 후, 그 결과를 바탕으로 제안한 분산 제어 방법을 소개하였다. 또한 제안한 방법의 안정도 분석 및 성능 분석을 수행하였으며, 그 결과에 대해 논의하였다. 마지막으로 제안한 분산 제어 방법과 그 분석에 대한 유효성을 모의 실험을 통해 검증하였다.

### 3.1 $dq$ 동기 좌표계에서의 CHB 컨버터 모델링

#### 3.1.1 $dq$ 변환

본 절에서는  $dq$  변환에 대하여 기술하도록 한다.  $dq$  변환은 정지 좌표계의 상태 변수(state variable)를 동기 좌표계 상으로 변환해주는 좌표 변환이다. 이를 통해 시변(time-variant) 상태 변수를 시불변(time-invariant)으로 해석 할 수 있게 되므로, 시변 상태 변수를 갖는 시스템의 분석 및 설계가 용이해진다.

$dq$  변환의 원리를 그림 3.1에 보인다.  $\alpha\beta$  정지 좌표계에 존재하는 회전 벡터  $\vec{x}$  는 기본 각속도(fundamental frequency,  $\omega$ )로 회전하는  $dq$  회전 좌표계에 대하여 정지한 것처럼 보이게 된다. 즉, 시변 상태 변수를  $dq$  좌표

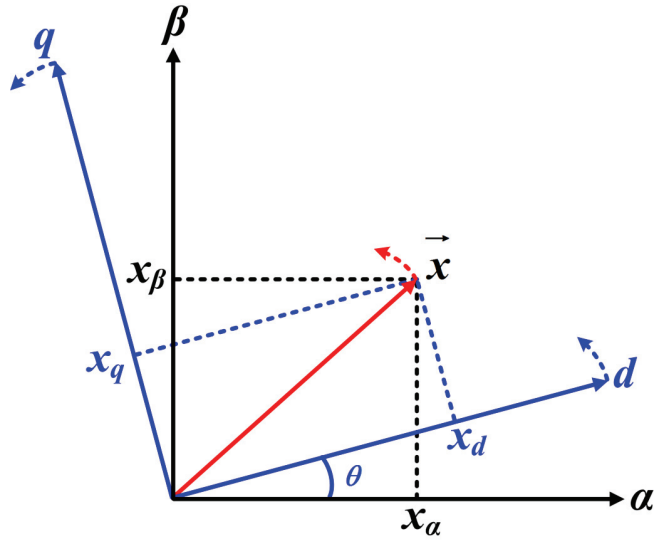


그림 3.1 dq 좌표 변환

상에서는 상수(constant)처럼 해석할 수 있게 된다. 기본 각속도에 대한 회전각  $\theta$ 는 식 (3.1)와 같으며, 그에 따른  $dq$  변환은 식 (3.2)처럼 나타낼 수 있다. 이때 식 (3.3)을  $dq$  변환 행렬로 정의할 수 있다.

$$\theta = \int_0^t \omega(\tau) d\tau + \theta_0 \quad (3.1)$$

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

$$T = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

### 3.1.2 CHB 컨버터 모델링

$dq$  변환을 구현하기 위해서는 특정 변수를 직교하는 두 개의 구성

요소로 분할하여야 한다. 3상 교류 시스템에서는 이러한 변환이 가능하나, 단상 교류 시스템에서는 그렇지 않다. 따라서 단상 교류 시스템에서는  $dq$  변환을 위하여 실제 회로와  $90^\circ$ 의 위상 차이를 가지는 가상 회로를 만드는 방법을 이용할 수 있다[65].

그림 3.2은  $n$ 개의 H-Bridge로 이루어진 CHB 컨버터를 보인다.  $v_{Re}$ 과  $i_{Re}$ 은 각각 입력 전압과 입력 전류이며,  $L$ 은 인덕터,  $R$ 은 인덕터의 직렬 저항 성분이다.  $C_{oi}(i=1\dots n)$ 와  $R_{oi}(i=1\dots n)$ 는 각각  $i$ 번째 모듈의 출력 커패시터와 출력 저항을 의미한다. 그림 3.2의 실제 회로만으로는  $dq$  변환이 이루어질 수 없기 때문에 실제 회로와 같은 구성을 가지는 가상 회로를 추가하여야 한다. 가상 회로가 추가된 개념도를 그림 3.3에 보인다.  $dq$  변환 시 직교하는 기저(basis)를 갖기 위하여 그림 3.4와 같이 가상 회로는 실제 회로보다  $90^\circ$ 의 위상 지연을 갖도록 한다. 이상으로부터 그림 3.3의 상태 변수에 대한 회로 방정식을 식 (3.4)과 식 (3.5)에 보인다.

$$\begin{pmatrix} \frac{di_{Re}}{dt} \\ \frac{di_{Im}}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{Re} \\ i_{Im} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{v_{Re}}{L} \\ \frac{v_{Im}}{L} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} \sum_{i=1}^n \frac{u_{Rei} v_{oi}}{L} \\ \sum_{i=1}^n \frac{u_{Imi} v_{oi}}{L} \end{pmatrix} \quad (3.4)$$

$$\begin{pmatrix} u_{Rei} & u_{Imi} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{Re} \\ i_{Im} \end{pmatrix} = C_{oi} \frac{dv_{oi}}{dt} + \frac{v_{oi}}{R_i} \quad (3.5)$$

$u_{Rei}$ 와  $u_{Imi}$ 는 각 모듈 H-Bridge의 PWM에 의해 결정되는 함수로 다음과 같이 표현할 수 있다.



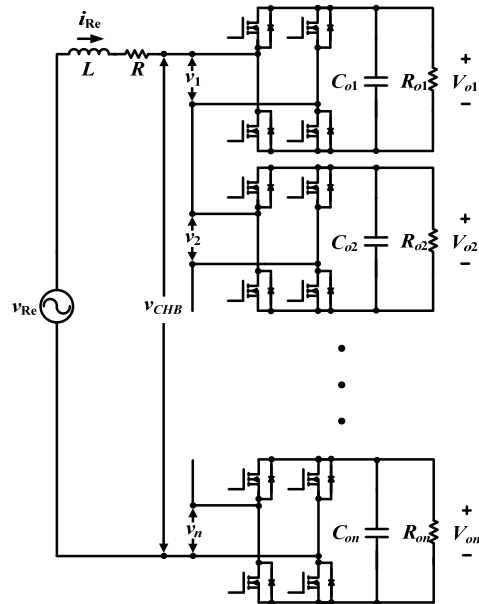


그림 3.2  $n$ -모듈의 CHB 컨버터

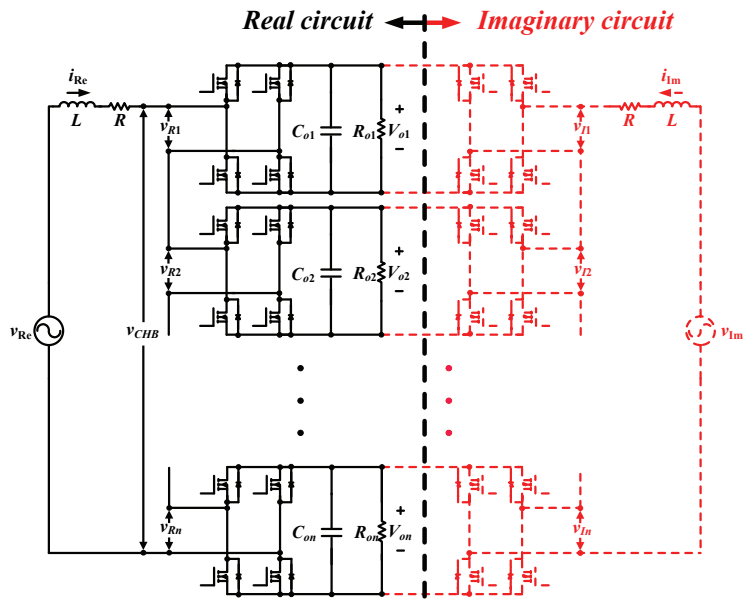


그림 3.3  $dq$  변환을 위한 가상 회로의 구성

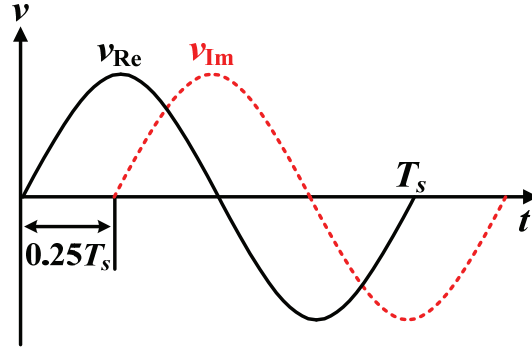


그림 3.4 실제 회로와 가상 회로의 위상 차이

$$u_{Rei}(t) = \begin{cases} 1 & v_{Rei}(t) = v_{oi} \\ 0 & v_{Rei}(t) = 0 \\ -1 & v_{Rei}(t) = -v_{oi} \end{cases} \quad (3.6)$$

$$u_{Imi}(t) = \begin{cases} 1 & v_{Imi}(t) = v_{oi} \\ 0 & v_{Imi}(t) = 0 \\ -1 & v_{Imi}(t) = -v_{oi} \end{cases} \quad (3.7)$$

한편 컨버터 네트워크의 고유 시정수가 스위칭 주기( $T_s$ )보다 매우 길다는 가정 아래, 시스템 응답을 크게 바꾸지 않고 시스템 고유 시정수와 비교하여 짧은 시간 동안 파형을 평균화할 수 있다. 임의의 상태 변수에 대한 한 스위칭 주기 동안의 평균 값은 식 (3.8)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\bar{x}(t) = \int_0^{T_s} x(\tau) d\tau \quad (3.8)$$

이를 식 (3.4)와 식 (3.5)에 적용하고, 평균 시비율을 식 (3.9)과 같이 정의할 때, CHB 컨버터의 평균 상태 공간(state-space) 방정식은 식 (3.10)와 식 (3.11)과 같다.

$$d_{\text{Re}i} = \overline{u_{\text{Re}i}}, \quad d_{\text{Im}i} = \overline{u_{\text{Im}i}} \quad (3.9)$$

$$\begin{pmatrix} \frac{di_{\text{Re}}}{dt} \\ \frac{di_{\text{Im}}}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{\text{Re}} \\ i_{\text{Im}} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{v_{\text{Re}}}{L} \\ \frac{v_{\text{Im}}}{L} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} \sum_{i=1}^n \frac{d_{\text{Re}i} v_{oi}}{L} \\ \sum_{i=1}^n \frac{d_{\text{Im}i} v_{oi}}{L} \end{pmatrix} \quad (3.10)$$

$$\begin{pmatrix} d_{\text{Re}i} & d_{\text{Im}i} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{\text{Re}} \\ i_{\text{Im}} \end{pmatrix} = C_{oi} \frac{dv_{oi}}{dt} + \frac{v_{oi}}{R_i} \quad (3.11)$$

이때  $dq$  변환을 위하여 식 (3.2)를 이용하면 식 (3.10)와 식 (3.11)는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\frac{d}{dt} \left[ (T^{-1}) \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} \right] = \begin{pmatrix} -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} \end{pmatrix} (T^{-1}) \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + (T^{-1}) \begin{pmatrix} \frac{v_{\text{Re}}}{L} \\ \frac{v_{\text{Im}}}{L} \end{pmatrix} - (T^{-1}) \begin{pmatrix} \sum_{i=1}^n \frac{d_{di} v_{oi}}{L} \\ \sum_{i=1}^n \frac{d_{qi} v_{oi}}{L} \end{pmatrix} \quad (3.12)$$

$$\begin{pmatrix} d_{di} & d_{qi} \end{pmatrix} (T^{-1})^T (T^{-1}) \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} = C_{oi} \frac{dv_{oi}}{dt} + \frac{v_{oi}}{R_i} \quad (3.13)$$

식 (3.3)을 이용하여 이들을 간략화하면  $dq$  좌표 상에서의 평균 상태 공간 방정식을 식 (3.14)와 식 (3.15)처럼 정리할 수 있다.

$$\begin{pmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R}{L} & \omega \\ -\omega & -\frac{R}{L} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{v_{\text{Re}}}{L} \\ \frac{v_{\text{Im}}}{L} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} \sum_{i=1}^n \frac{d_{di} v_{oi}}{L} \\ \sum_{i=1}^n \frac{d_{qi} v_{oi}}{L} \end{pmatrix} \quad (3.14)$$

$$\begin{pmatrix} d_{di} & d_{qi} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} = C_{oi} \frac{dv_{oi}}{dt} + \frac{v_{oi}}{R_i} \quad (3.15)$$

$D_{di}, D_{qi}, I_d, I_q$  및  $V_{oi}$ 를 회로의 DC 동작점이라 하고,  $\hat{d}_{di}, \hat{d}_{qi}, \hat{v}_d, \hat{v}_q, \hat{i}_d, \hat{i}_q$

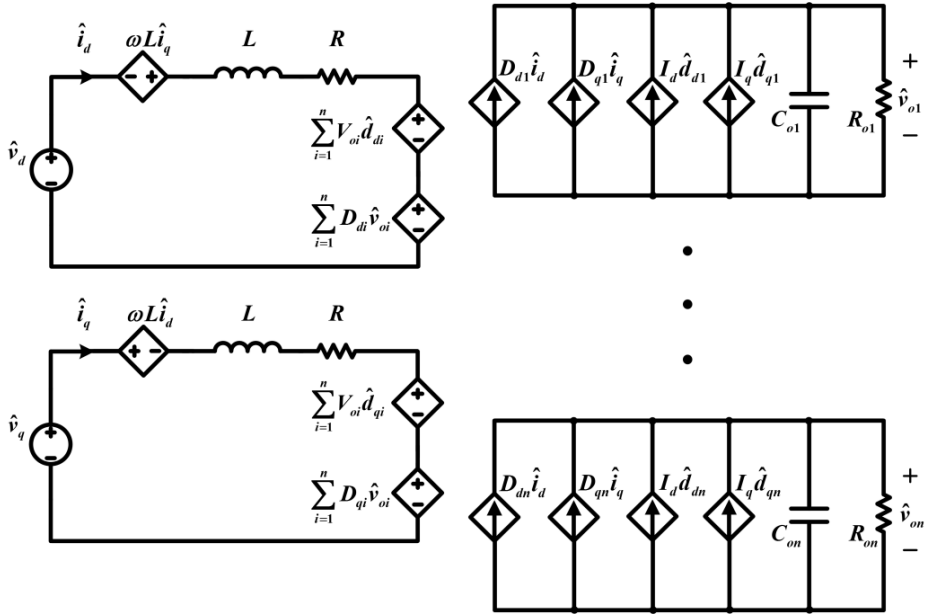


그림 3.5 CHB 컨버터의 소신호 모델

및  $\hat{v}_{oi}$  를 소신호 외란(disturbance)이라 하였을 때, 식 (3.14)와 식 (3.15)로부터  $n$ -모듈 CHB 컨버터의 소신호 등가 모델을 그림 3.5와 같이 나타낼 수 있다.

### 3.2 제안한 분산 제어 방법

기존 CHB 컨버터 제어 관련 연구에서는  $n$ 개의 모듈로  $(n+1)$ 개의 상태 변수(1개의 입력 전류 +  $n$ 개의 DC-link 전압)를 제어하기 위하여 계층 제어 혹은 마스터-슬레이브 제어를 이용하였다[63-67, 75, 76, 91, 92]. 하지만 본 논문에서는 시스템의 신뢰성 향상을 위하여 각 모듈은 자신의 출력 전압만을 제어하고, 피드포워드를 이용하여 간접적으로 전류 제어를

달성하는 새로운 분산 제어 방법을 제안한다. 간접 전류 제어는 H-Bridge 컨버터를 대상으로 많은 선행 연구들이 이루어진 바 있다[102-105]. 본 절에서는 우선 간접 전류 제어의 원리를 알아보고, 이를 CHB 컨버터에 적용할 시 발생하는 문제점과 그 해결책에 대해서 살펴본다.

### 3.2.1 H-Bridge 컨버터의 간접 전류 제어

단상 H-Bridge 컨버터 회로를 그림 3.6에 보인다.  $v_s$ 와  $i_s$ 는 각각 입력 전압과 입력 전류이며,  $L$ 은 인덕터,  $R$ 은 인덕터의 직렬 저항 성분이다.  $C_o$ 와  $R_o$ 은 각각 출력 커패시터와 출력 저항을 의미한다. 컨버터의 출력 전압은  $V_o$ 이며 H-Bridge는 PWM으로  $v_H$ 를 합성하여  $i_s$  및  $V_o$ 를 제어하여야 한다. 단상 H-Bridge 컨버터의 등가 회로는 그림 3.7에 나타내었다.

간접 전류 제어는 위상 동기 회로(PLL, Phase-Locked Loop)에서 얻은 입력 전압의 크기와 위상각 정보를 기반으로, 원하는 전류를 얻는데 필요한  $v_H$ 를 피드포워드로 합성하는 제어 기법이다. 간접 전류 제어는 직접 전류 제어 보다 손쉽게 전류 제어를 달성할 수 있지만, 회로 설계 변수에 의존하는 특성 상 변수의 오차에 따라 제어의 성능이 좌우될 수 있다. 또한 순간 전압 상승/하강 등과 같은 과도 상태에 대한 응답 특성은 직접 전류 제어 시보다 떨어지게 된다. 이에 간접 전류 제어의 과도 상태 응답 특성을 개선할 수 있는 방안에 대한 연구가 이루어지고 있다[35, 105]. 보다 성능이 높은 간접 전류 제어를 위해서는 이상의 내용을 숙지하여야 하지만, 본 논문에서는 분산 제어 달성에 목적이 있으므로 기본적인 간접

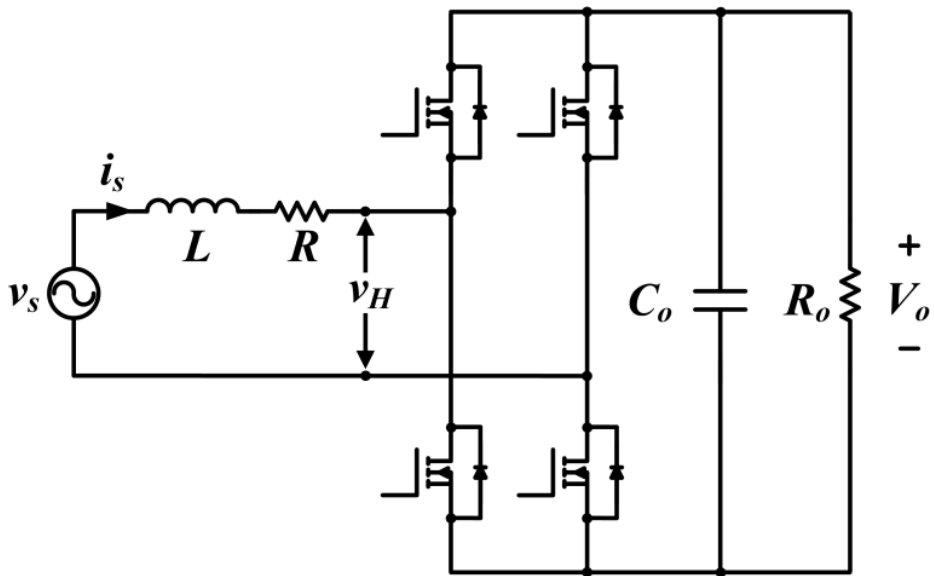


그림 3.6 단상 H-Bridge 컨버터

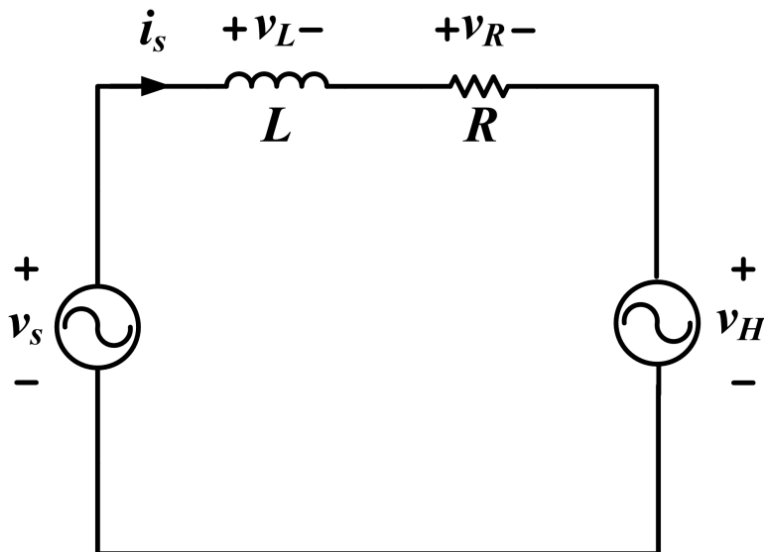


그림 3.7 단상 H-Bridge 컨버터의 등가 회로

전류 방법을 이용하기로 한다.

입력 전압을  $v_s = V_s \sin \theta$  라 가정했을 때 그림 3.7의 회로 방정식은 다음과 같다.

$$v_H = v_s - L \frac{di_s}{dt} - Ri_s \quad (3.16)$$

PLL로부터 얻은 입력 전압의 추정 크기와 추정 위상각을 각각  $\hat{V}_s$  와  $\hat{\theta}$  라 할 때,  $\hat{\theta}$  를  $q$ 축과 일치시키면 식 (3.16)은  $dq$  좌표계 상에서 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{pmatrix} v_{dH} \\ v_{qH} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ \hat{V}_s \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} 0 & -\omega L \\ \omega L & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} \quad (3.17)$$

이때  $v_{dH}$ 와  $v_{qH}$ 는 각각  $v_H$ 의  $d$ 축과  $q$ 축 성분,  $\omega$ 는 교류 입력 전압의 각주파수,  $i_d$ 와  $i_q$ 는 각각  $i_s$ 의  $d$ 축과  $q$ 축 성분이다. 따라서  $dq$  좌표계 상에서 기준 입력 전류  $i_d^*$  와  $i_q^*$  를 얻기 위해서  $v_H$ 에 반영해야 하는 피드포워드 전압은 다음과 같다.

$$\begin{pmatrix} v_{dff} \\ v_{qff} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ \hat{V}_s \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} 0 & -\omega L \\ \omega L & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{pmatrix} \quad (3.18)$$

식 (3.18)에 따라 원하는 조건의 역률(PF, Power Factor)을 얻고자 할 때 간접 전류 제어 상황의 벡터도 예시를 그림 3.8에 보인다. 이때 간접 전류 제어로 인해 입력 전류가 식 (3.19)로 결정되게 되면, 입력이 공급하는 전력과 H-Bridge 컨버터가 공급 받는 전력은 각각 식 (3.20)과 식 (3.21)과 같다.

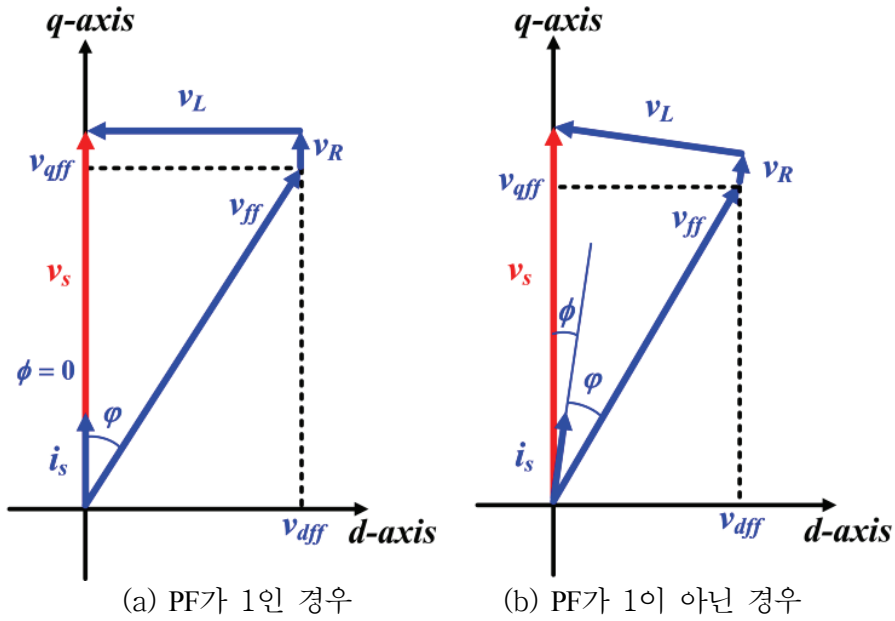


그림 3.8 단상 H-Bridge 컨버터의 벡터도 예시

$$i_s = I_s \sin(\theta - \phi) \quad (3.19)$$

$$\begin{aligned} P_{in} &= V_s I_s \cos \phi \\ &= \frac{v_d i_d + v_q i_q}{2} \end{aligned} \quad (3.20)$$

$$\begin{aligned} P_H &= V_H I_s \cos \phi \\ &= \frac{v_{dH} i_d + v_{qH} i_q}{2} \end{aligned} \quad (3.21)$$

여기서  $V_H$ 는  $\sqrt{v_{dH}^2 + v_{qH}^2}$ ,  $\phi$ 는  $i_s$ 와  $v_H$ 의 위상 차이를 의미한다.

한편, 입력 전류 이외에 출력 전압의 제어를 위하여  $d$ 축 혹은  $q$ 축에서 전압 제어를 수행할 수 있다. 피드포워드 제어와  $d$ 축 전압 제어를 반영한 간접 전류 제어의 제어 흐름도를 그림 3.9에 보인다. 본 논문에서는 그림 3.9의 제어를 이용하여 간접 전류 제어를 구현하도록 한다.



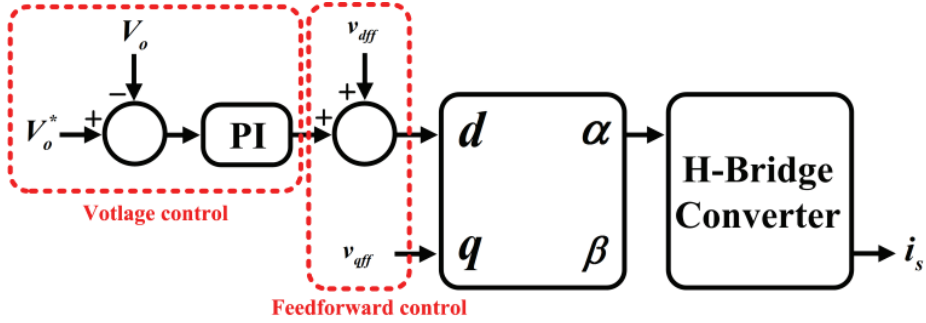


그림 3.9 피드포워드와  $d$ 축 전압제어를 이용한 간접 전류 제어

### 3.2.2 CHB 컨버터의 간접 전류 제어

본 절에서는 간접 전류 제어 기법을 CHB 컨버터에 적용하는 경우에 대해 설명하도록 한다.  $n$ 개의 모듈로 구성된 CHB 컨버터를 그림 3.10에 보인다.  $v_s$ 와  $i_s$ 는 각각 입력 전압과 입력 전류이며,  $L$ 은 인덕터,  $R$ 은 인덕터의 직렬 저항 성분이다.  $C_{oi}$  ( $i = 1 \dots n$ )와  $R_{oi}$  ( $i = 1 \dots n$ )는 각각  $i$ 번째 모듈의 출력 커패시터와 출력 저항을 의미한다.  $V_{oi}$ 와  $I_{oi}$ 는 각각  $i$ 번째 모듈의 출력 전압과 출력 전류이다. 각 모듈이 PLL을 통해 교류 입력 전압의 크기와 위상각을 알고, 전체 동작 모듈 개수를 알면 H-Bridge 컨버터와 같은 원리로 간접 전류 제어를 적용할 수 있다. 그림 3.11의 등가 회로로부터 회로 방정식을 나타내면 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 v_{CHB} &= \sum_{i=1}^n v_i \\
 &= v_s - L \frac{di_s}{dt} - Ri_s
 \end{aligned} \tag{3.22}$$

이를  $dq$  좌표계 상에서는 식 (3.23)로 표현할 수 있다.

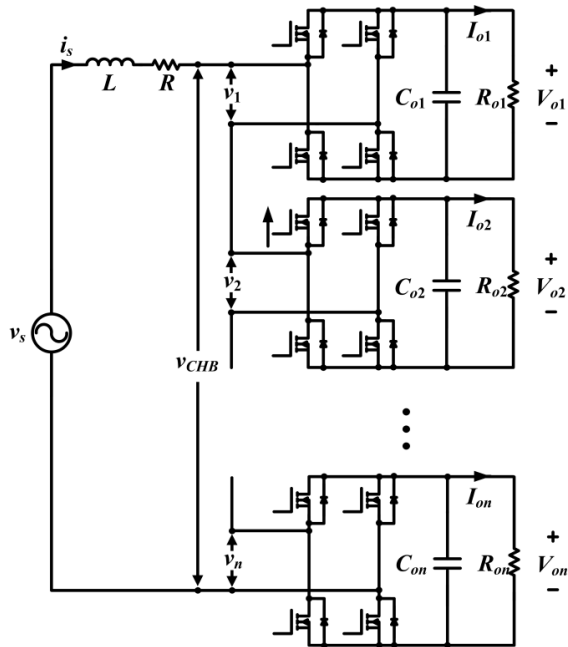


그림 3.10  $n$ -모듈의 CHB 컨버터

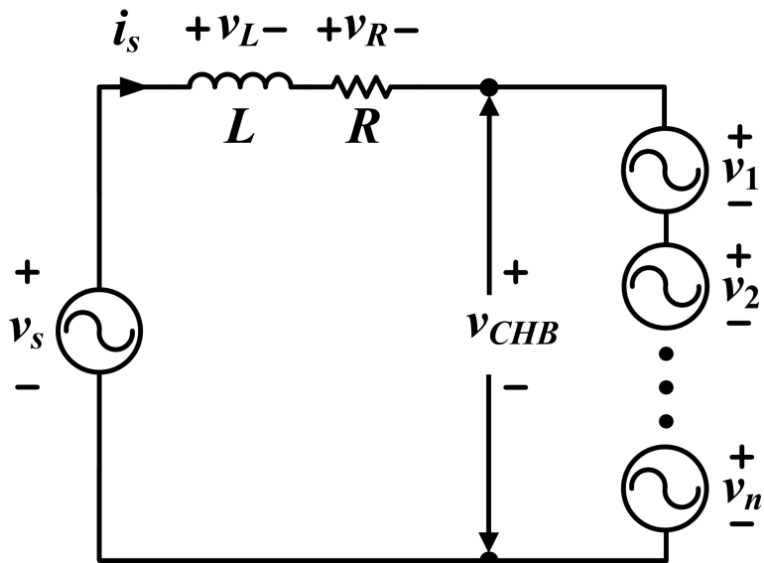


그림 3.11  $n$ -모듈의 CHB 컨버터의 등가 회로

$$\begin{pmatrix} v_{dCHB} \\ v_{qCHB} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ \hat{V}_s \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} 0 & -\omega L \\ \omega L & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} \quad (3.23)$$

따라서 기준 입력 전류  $i_d^*$ 와  $i_q^*$ 를 얻기 위해서 반영해야 하는 피드포워드 전압의 총합이 H-Bridge 컨버터의 경우와 같지만, 각 모듈에 반영되어야 하는 피드포워드 전압은 다음과 같이  $n$ 등분 되어야 한다.

$$\begin{pmatrix} v_{dffi} \\ v_{qffi} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{\hat{V}_s}{n} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} 0 & -\frac{\omega L}{n} \\ \frac{\omega L}{n} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} \frac{R}{n} & 0 \\ 0 & \frac{R}{n} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{pmatrix} \quad (i = 1 \dots n) \quad (3.24)$$

이때  $i$ 번째 모듈이 공급 받는 전력은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} P_{CHBi} &= V_i I_s \cos \varphi_i \\ &= \frac{v_{di} i_d + v_{qi} i_q}{2} \quad (i = 1 \dots n) \end{aligned} \quad (3.25)$$

여기서  $V_i$ 는  $\sqrt{v_{di}^2 + v_{qi}^2}$ ,  $\varphi_i$ 는  $i_s$ 와  $v_i$ 의 위상 차이를 의미한다.

하지만 이상의 피드포워드를 단순히 반영하였을 경우 PF가 1일 때 모든 모듈이 전달 받는 전력이 같아지게 되어, 출력 전압 불균형이 발생하였을 시 제어가 의도대로 이루어지지 않을 수 있다. 이에 대해 자세히 알아보도록 하자.

그림 3.12은 3개의 모듈에 식 (3.24)의 피드포워드 전압을 반영하여 PF를 1로 제어하고 있는 벡터도이다.  $V_{o1}$ 은  $V_o^*$ 보다 작고,  $V_{o2}$ 은  $V_o^*$ 보다 크고,  $V_{o3}$ 은  $V_o^*$ 와 같은 초기 조건을 가정하였다. 그림 3.9의 제어 방법에 따라 각 모듈의 출력 전압은  $d$ 축 상에서 이루어지게 된다. 이때 초기 조건에 따라 모듈 1이 가장 많은 전력을, 모듈 2가 가장 적은 전력을 전달 받아야 한다. 하지만 PF가 1인 경우  $i$ 번째 모듈이 전달 받는 전력은  $v_{dffi} I_s$ 가

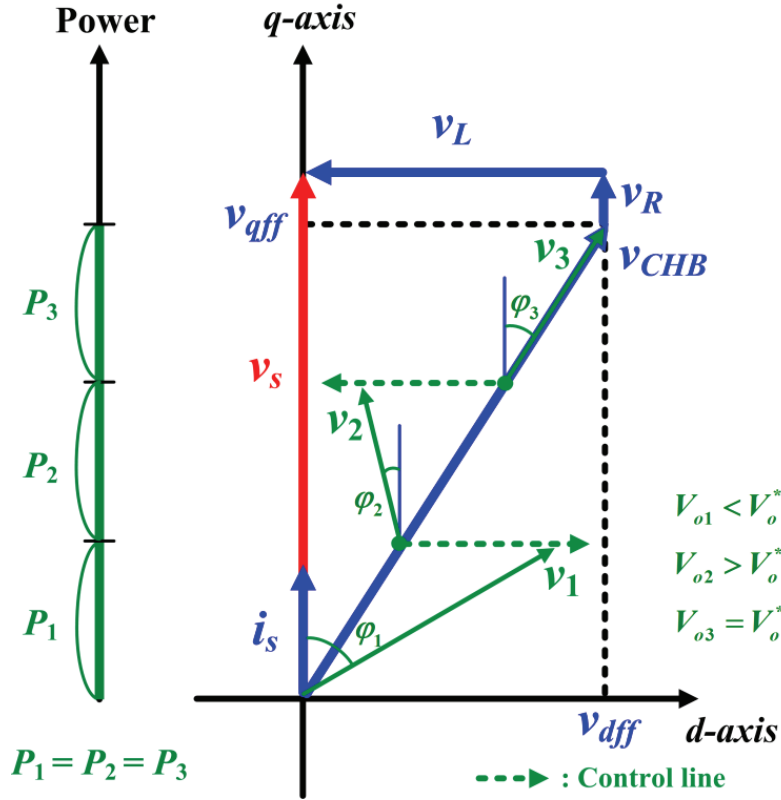


그림 3.12 출력 전압 불균형이 극복 불가능한 제어

되어 모든 모듈이 같은 전력을 공급 받게 된다. 이에 각 모듈이 제어를 수행함에도 불구하고, 출력 전압의 불균형이 극복되지 않으며 결과적으로 제어 변수는 발산하게 된다.

위와 같은 문제를 극복하기 위해 본 논문에서는 PF를 1로 제어해야 할 경우, PF 성능을 다소 희생함으로써 출력 전압 불균형을 극복할 수 있는 새로운 분산 제어 기법을 제안한다. 제안한 방법에서는 피드포워드 계수  $k_{CHB}$ 를 도입하여  $q$ 축 피드포워드 입력이  $\hat{v}_s/n - k_{CHB}I_{oi}$ 가 되도록 한다. 그 결과  $k_{CHB}$ 에 따라 PF 성능이 다소 희생되지만, 출력 전압 균형이 가능하게



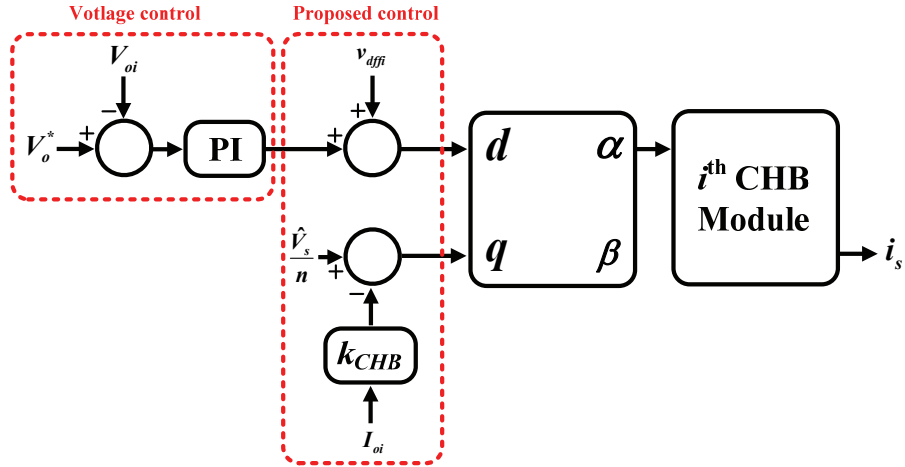


그림 3.14 제안하는 CHB 제어

작기 때문에  $v_{d1}$ 이 커지는 방향으로,  $V_{o2}$ 은  $V_o^*$ 보다 크기 때문에  $v_{d2}$ 가 작아지는 방향으로 제어가 된다. 이때, 식 (3.25)에 따라 모듈 1이 가장 많은 전력을, 모듈 2가 가장 적은 전력을 전달 받을 수 있게 되고, 그 결과 출력 전압 균형을 달성하게 된다. 단, PF 지령이 1이 아닌 경우는  $v_s$ 와  $i_s$  사이에  $\phi$ 의 위상 차이가 존재하기 때문에  $k_{CHB}$ 를 도입하지 않아도 출력 전압 균형을 달성할 수 있다.

제안하는 방법의 구현을 위한 간접 전류 제어 흐름도는 그림 3.14에 보인다.

### 3.2.3 제안한 방법의 성능 분석

본 절에서는  $k_{CHB}$ 에 따른 PF 성능의 변화를 분석하도록 한다. 앞서 언급하였듯이 본 논문에서 제안하는 새로운 분산 제어 기법은 PF 성능을

다소 희생함으로써 출력 전압 불균형을 극복한다. 이때 PF 성능을 결정하는 변수는 출력 전류를 이용한 피드포워드 계수  $k_{CHB}$ 이다.  $k_{CHB}$ 를 이용하였을 경우,  $i$ 번째 모듈에 반영되는 피드포워드 입력은 다음과 같다.

$$\begin{pmatrix} v_{d\hat{f}i} \\ v_{q\hat{f}i} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{\hat{V}_s}{n} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} 0 \\ k_{CHB} I_{oi} \end{pmatrix} \quad (i = 1 \dots n) \quad (3.26)$$

이때, PLL이 입력 전압의 크기와 위상각을 잘 추정하고 있다면  $v_{CHB}$ 의  $q$ 축 성분인  $v_{qCHB}$ 는 식 (3.26)에 의하여 다음과 같다.

$$\begin{aligned} v_{qCHB} &= V_s - \omega L i_d - R i_q \\ &= V_s - k_{CHB} \sum_{i=1}^n I_{oi} \end{aligned} \quad (3.27)$$

한편  $R$  및 기타 회로에서 발생하는 손실의 양이 무시할 수 있을 정도로 작다고 가정하면, 입력 전압이 공급하는 전력과 출력이 공급받는 전력은 같아야 한다. 따라서 각 모듈의 출력 전압이  $V_o$ 로 동일하다고 하면 다음을 만족해야 한다.

$$\frac{V_s i_q}{2} = V_o \sum_{i=1}^n I_{oi} \quad (3.28)$$

식 (3.28)을 식 (3.27)에 대입했을 때,  $i_d$ 와  $i_q$ 는 다음과 같은 관계를 갖게 된다.

$$\omega L i_d = \left( \frac{k_{CHB} V_s}{2 V_o} - R \right) i_q \quad (3.29)$$

이때 다음과 같이 변수  $K$ 를 정의하도록 하자.

$$K = \left( \frac{k_{CHB} V_s}{2 \omega L V_o} - \frac{R}{\omega L} \right) \quad (3.30)$$

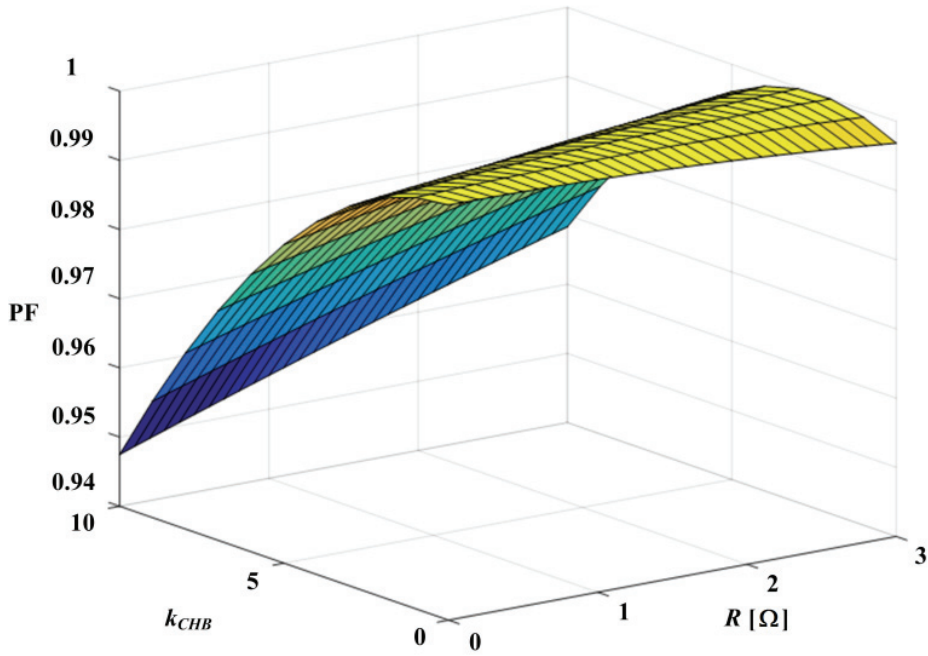


그림 3.15  $k_{CHB}$ 와  $R$ 에 따른 PF 변화 ( $v_s=7.2\text{ kV}$ ,  $V_o=4\text{ kV}$ )

변수  $K$ 에 따라 회로의 PF는 다음과 같이 결정된다.

$$PF = \frac{1}{\sqrt{1 + K^2}} \quad (3.31)$$

이상을 바탕으로  $v_s$ 와  $V_o$ 를 각각  $7.2\text{ kV}$ ,  $4\text{ kV}$ 로 두었을 때,  $k_{CHB}$ 와  $R$ 에 따른 PF 변화를 그림 3.15에 보인다. 이로부터 설계된  $k_{CHB}$ 로부터 얻게 되는 PF를 확인할 수 있다.

### 3.3 소신호 분석 및 제어기 설계

본 절에서는 CHB 컨버터의 주요 전달 함수(transfer function)를 이용하여 제



안한 제어 방법에 대한 분석을 수행하도록 한다. 우선 분석의 편의를 위하여  $d$ 축과  $q$ 축 입력단을 디커플링(decoupling) 하여 해석할 수 있도록 하였다. 입력단이 디커플링 된 소신호 모델로부터 CHB 컨버터의 주요 전달 함수를 구하였으며, 이를 통해 제안한 방법을 이용하였을 시 CHB 컨버터의 제어 성능을 분석하였다. 다음으로 제안한 방법을 이용하였을 시 개별 모듈의 제어 성능에 대한 분석을 수행하였다.

제어 분석을 위해 필요한 시스템 변수를 표 3.1과 같이 설계하였다. 모듈 개수는 표 1.2에서 보인 바와 같이 전력 반도체 소자의 내압에 의해서 결정되는데, 2016년 현재 상용으로 구할 수 있는 전력 반도체 소자의 가장

표 3.1 제어 분석을 위해 설계된 시스템 변수

항목	기호	값
교류 입력 전압	$v_s$	7.2 kV (RMS)
교류 입력 주파수	$f_{line}$	60 Hz
입력 인덕턴스	$L$	100 mH
인덕턴스 직렬 저항 성분	$R$	$2\ \Omega$
모듈 개수	$n$	3
출력 커패시터	$C_{o1}, C_{o2}, C_{o3}$	100 $\mu$ F
출력 전압	$V_{o1}, V_{o2}, V_{o3}$	4 kV
정격 전력	$P_{CHB}$	25 kVA
스위칭 주파수	$f_{CHB}$	1 kHz
피드포워드 계수	$k_{CHB}$	6

높은 내압이 6.5 kV임을 근거로 모듈 개수를 3으로 설계하였다. 한편  $k_{CHB}$ 를 6으로 설계하면 그림 3.15에 따라 역률 0.98을 얻을 수 있다.

### 3.3.1 소신호 모델 입력단의 디커플링화

그림 3.5로부터 CHB 컨버터의  $d$ 축 입력단과  $q$ 축 입력단에 커플링(coupling) 전압원  $\omega \hat{L}_d$ 와  $\omega \hat{L}_q$ 가 존재함을 알 수 있다. 커플링 전압원에 의해  $d$ 축 입력과  $q$ 축 입력이 서로 영향을 미치게 되는데, 이는 컨버터 해석을 매우 복잡하게 만든다. 따라서 전달 함수를 구하는 과정에서  $d$ 축 입력과  $q$ 축 입력을 독립적으로 해석할 수 있도록 그림 3.16과 같이 디커플링 된 입력단 소신호 모델을 구하도록 하자.

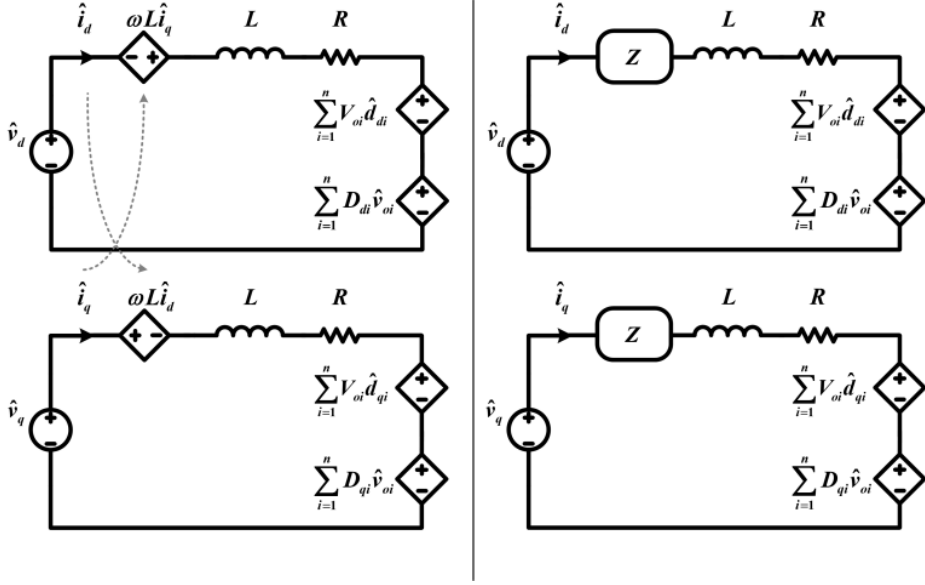
먼저 그림 3.16(a)의  $d$ 축 입력에서  $\hat{d}_{di}$ 를 제외한 다른 외란은 없으며, 각 모듈의 출력 전압이  $V_o$ 로 동일하다고 가정했을 시 키르히호프 전압 법칙(KVL, Kirchhoff's Voltage Law)을 적용하면 다음과 같다.

$$-\omega \hat{L}_q + (R + sL)\hat{i}_d + \sum_{i=1}^n V_o \hat{d}_{di} = 0 \quad (3.32)$$

이때 식 (3.32)에  $q$ 축 성분인  $\hat{i}_q$ 가 존재한다. 이를 소거한  $d$ 축 방정식을 구하기 위해  $q$ 축에 KVL을 적용한다. 그 결과  $d$ 축 성분 변화에 의해  $q$ 축에 나타나는 변화를 식 (3.33)처럼 구할 수 있다.

$$\omega \hat{L}_d + (R + sL)\hat{i}_q = 0 \quad (3.33)$$

식 (3.33)를 식 (3.32)에 대입하면  $d$ 축 상에서 존재하는  $\omega \hat{L}_q$ 를  $\hat{i}_d$  성분으로



(a) 커플링 된 입력단 모델

(b) 디커플링 된 입력단 모델

그림 3.16 디커플링으로 해석한 입력단 소신호 모델

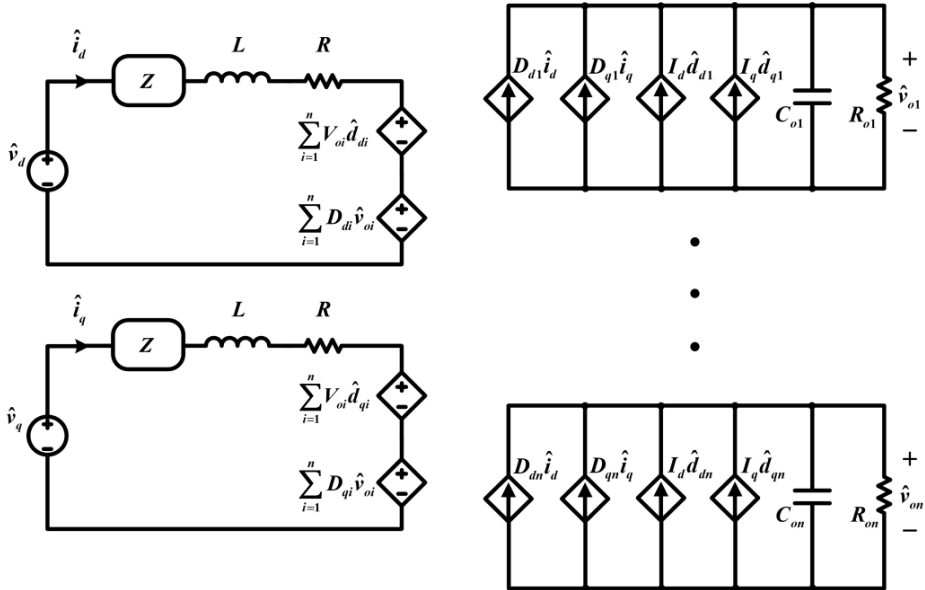


그림 3.17 입력단이 디커플링 된 CHB 컨버터의 소신호 모델

표현할 수 있다. 그 결과 입력단을 그림 3.16(b)과 같이 디커플링화 하여 해석할 수 있으며, 입력 임피던스  $Z_{in}$ 을 다음과 같이 구할 수 있다.

$$Z_{in} = \frac{(\omega L)^2}{R + sL} + sL + R \quad (3.34)$$

이 때 분석의 편의를 위하여 임피던스  $Z$ 를 식 (3.35)처럼 정의하였다.

$$Z = \frac{(\omega L)^2}{R + sL} \quad (3.35)$$

한편  $i$ 번째 모듈 출력단에서  $C_{oi}$ 와  $R_{oi}$ 의 병렬 연결에 의해 생기는 임피던스를  $Z_{oi}$ 로 정의하도록 한다.

$$\begin{aligned} Z_{oi} &= \left( \frac{1}{sC_{oi}} \parallel R_{oi} \right) \quad (i = 1 \dots n) \\ &= \frac{R_{oi}}{1 + sR_{oi}C_{oi}} \end{aligned} \quad (3.36)$$

입력단이 디커플링 된 CHB 컨버터의 소신호 모델을 그림 3.17에 보인다.

### 3.3.2 CHB 컨버터의 제어 분석

본 논문에서는 중앙 제어기 없이 개별 모듈이 독립적으로 제어를 수행하는 분산 제어를 제안하였지만, 개별 모듈의 제어 안정도를 판별하기에 앞서 전체 CHB 컨버터의 제어 안정성을 확보하여야 한다. CHB 컨버터는  $n$ 개의 모듈로 구성되어 있지만 모든 모듈이 공통의 입력 전류를 가지고 있으므로 모든 모듈의 출력 전압 합( $\sum \hat{v}_{oi}$ )과 모든 모듈의 제어 입력 합( $\sum \hat{d}_{di}$ )을 각각 상태 변수와 제어 변수로 볼 경우, 이를 이용해 CHB 컨버

터의 제어 성능을 분석할 수 있다.

제안한 방법에서는 각 모듈에 독립적인 제어기  $H_v$ 를  $d$ 축 상에 도입한다. 제어기의 함수는 식 (3.37)과 같이 비례 이득  $K_p$ 와 적분 이득  $K_i$ 를 가지는 일반적인 PI(Proportional-Integral) 제어기로 설정해주었다.

$$H_v = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (3.37)$$

각 제어기는 네거티브(negative) 피드백을 사용하므로  $\hat{d}_{di}$ 는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\hat{d}_{di} = -H_v \hat{v}_{oi} \quad (i=1 \dots n) \quad (3.38)$$

이 때 모든 모듈이 동일한 제어기를 사용하고 있으므로  $\sum \hat{v}_{oi}$ 와  $\sum \hat{d}_{di}$ 의 관계식은 다음과 같다.

$$\sum \hat{d}_{di} = -H_v \sum \hat{v}_{oi} \quad (i=1 \dots n) \quad (3.39)$$

따라서 CHB 컨버터의 제어-출력 전압 전달 함수( $G_{vodka}$ )를 구하면 시스템 루프 이득(loop gain)을 구하여 안정도를 판별할 수 있다.

### 3.3.2.1 제어-출력 전압 전달 함수

그림 3.18은 CHB 컨버터의 제어 분석을 위한 소신호 블록도를 보인다. 그림에서 확인할 수 있듯이 CHB 컨버터에서는 제어 변수( $\sum \hat{d}_{di}$ )가 입력단의 전압원과 출력단의 전류원에 의해 두 가지 경로로 출력 전압의 합( $\sum \hat{v}_{oi}$ )에 영향을 줄 수 있다. CHB 컨버터의 입력단 전압원에 의한 제어-

분석의 편의를 위하여 각 모듈에서 계수 및 변수가 식 (3.40)와 같이 모두 동일하다고 가정하였을 때,  $G_{vodde1}$ 과  $G_{vodde2}$ 는 각각 식 (3.41)과 식 (3.42)처럼 구할 수 있다.

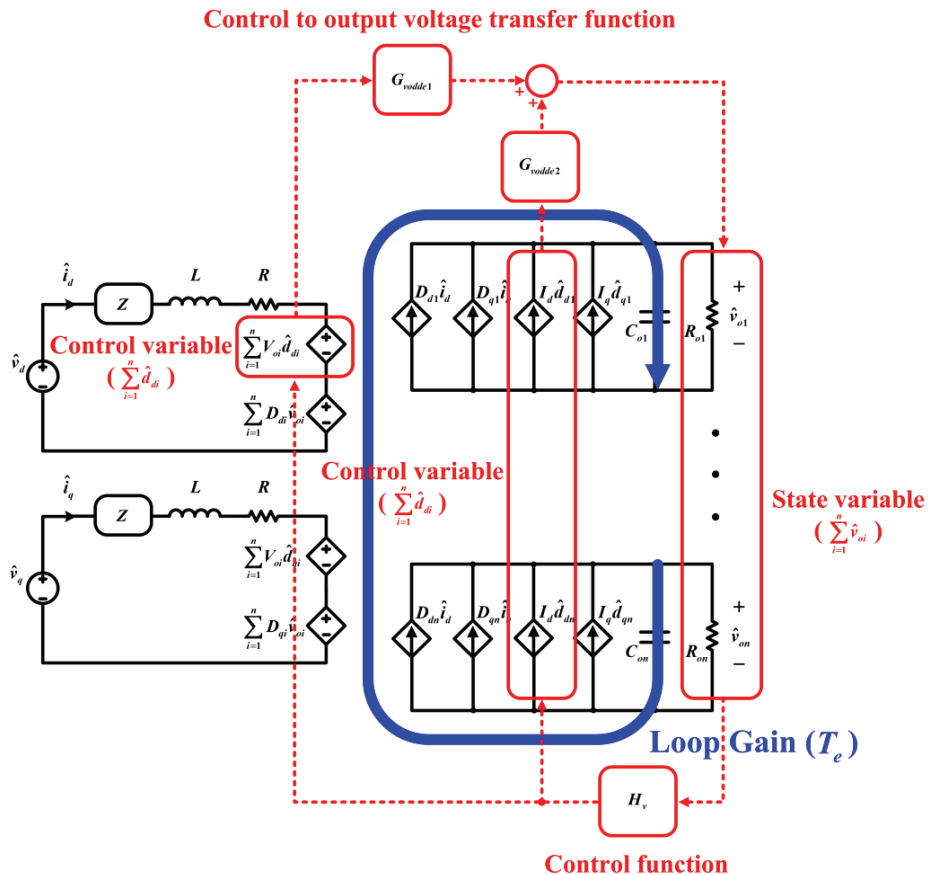


그림 3.18 CHB 컨버터의 제어 분석을 위한 소신호 블록도

$$\begin{cases} C_{o1} = C_{o2} = \dots = C_{on} = C_o \\ R_{o1} = R_{o2} = \dots = R_{on} = R_o \\ Z_{o1} = Z_{o2} = \dots = Z_{on} = Z_o \\ V_{o1} = V_{o2} = \dots = V_{on} = V_o \\ D_{d1} = D_{d2} = \dots = D_{dn} = D_d \\ D_{q1} = D_{q2} = \dots = D_{qn} = D_q \end{cases} \quad (3.40)$$

$$G_{vodde1} = \frac{\sum \hat{v}_{oi}}{\sum \hat{d}_{di}} \Big|_1 = - \frac{V_o}{D_d} \frac{nZ_o}{\frac{Z_{in}}{D_d^2} + nZ_o} \quad (3.41)$$

$$G_{vodde2} = \frac{\sum \hat{v}_{oi}}{\sum \hat{d}_{di}} \Big|_2 = \frac{I_d}{D_d} \frac{nZ_{in}Z_o}{\frac{Z_{in}}{D_d^2} + nZ_o} \quad (3.42)$$

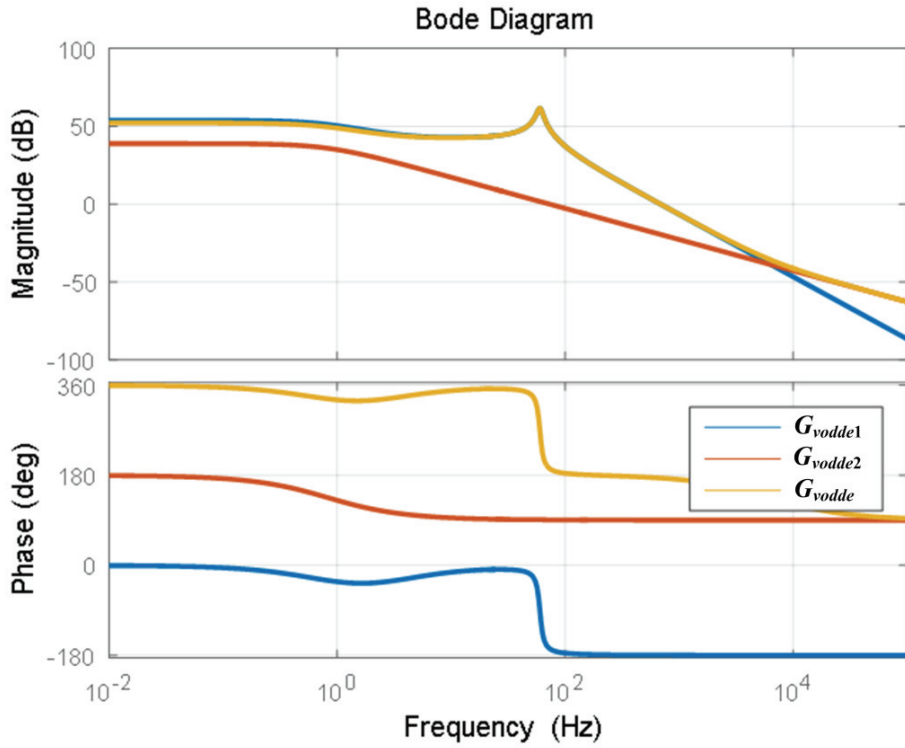


그림 3.19 CHB 컨버터 제어-출력 전압 전달 함수 보드 선도

표 3.1에 설계한 시스템 변수를 이용하였을 때  $G_{vodde1}$ ,  $G_{vodde2}$  및  $G_{vodde}$ 의 보드 선도(bode plot)을 그림 3.19에 도시하였다. 그림 3.19으로부터  $G_{vodde}$ 는  $G_{vodde1}$ 에 의해 결정됨을 확인할 수 있다.

### 3.3.2.2 입력 전압-출력 전압 전달 함수

CHB 컨버터의 입력 전압-출력 전압 전달 함수 역시 그림 3.18을 이용해 제어-출력 전압 전달 함수와 같은 원리로 구할 수 있다. CHB 컨버터의  $d$ 축 입력 전압-출력 전압 전달 함수를  $G_{vovde}$ ,  $q$ 축 입력 전압-출력 전압 전달 함수를  $G_{vovqe}$ 라 하였을 때 각각을 식 (3.43)와 식 (3.44)처럼 구할 수 있다.

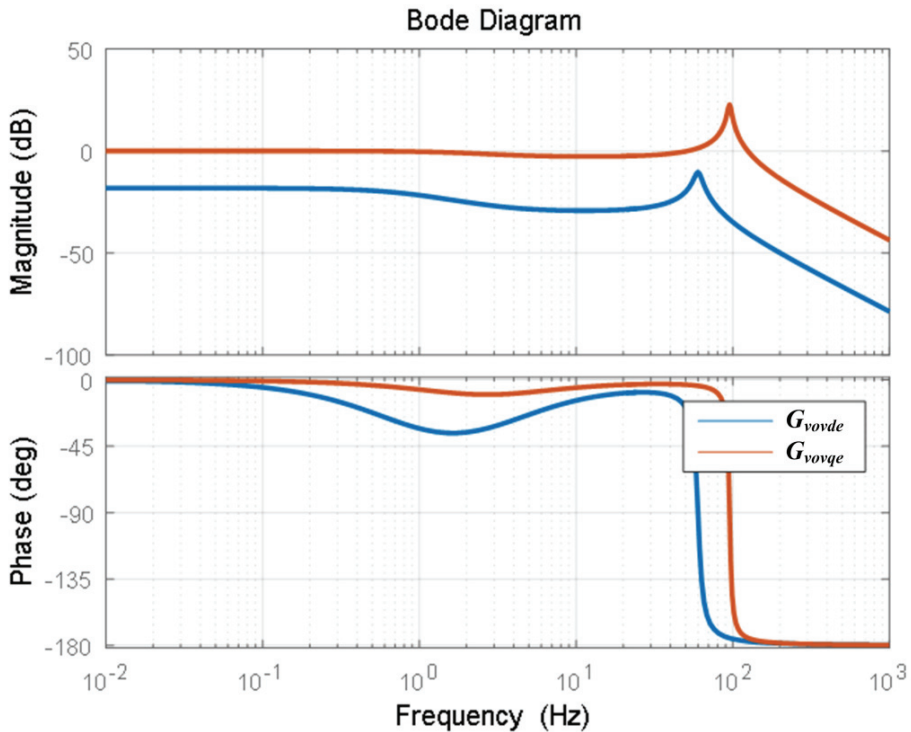


그림 3.20 CHB 컨버터 입력 전압-출력 전압 전달 함수 보드 선도



$$G_{vovde} = \frac{\sum \hat{v}_{oi}}{\hat{v}_d} = \frac{1}{D_d} \frac{nZ_o}{\frac{Z_{in}}{D_d^2} + nZ_o} \quad (3.43)$$

$$G_{vovqe} = \frac{\sum \hat{v}_{oi}}{\hat{v}_q} = \frac{1}{D_q} \frac{nZ_o}{\frac{Z_{in}}{D_d^2} + nZ_o} \quad (3.44)$$

표 3.1에서 설계한 시스템 변수를 이용하였을 때  $G_{vovde}$ 와  $G_{vovqe}$ 의 보드 선도를 그림 3.20에 도시하였다. 그림 3.20으로부터  $G_{vovqe}$ 가  $G_{vovde}$ 에 비해 상대적으로 큰 값을 가지고 있음을 확인할 수 있다.

### 3.3.2.3 제어기 설계

앞서 구한 전달 함수들로부터 CHB 컨버터의 제어 루프 이득을 다음과 같이 구할 수 있다.

$$T_e = G_{vodde} H_v FM \quad (3.45)$$

여기서 FM은 PWM의 전달 함수를 의미하는데, 본 논문에서는 분석의 편의를 위해 FM을 1로 설정하였다.

CHB 컨버터는  $f_{line}$ 의 주파수를 갖는 계통 교류 전압을 직류 전압으로 변환하는 회로이므로 제어기  $H_v$ 는  $T_e$ 가  $2f_{line}$ 의 주파수 성분을 감쇄할 수 있도록 설계되어야 한다. 따라서  $T_e$ 가  $0.02f_{line} \sim 0.2f_{line}$ 의 제어 대역폭( $\omega_c$ )을 가질 수 있도록  $H_v$ 를 설계하도록 하자.

$\omega_c$ 가 CHB 컨버터의 고유진동수(natural frequency,  $\omega_n$ )보다 훨씬 낮다면  $\omega_c$ 에서 근사적으로  $G_{vodde}$ 를  $G_{vodde1}$ 의 직류 이득으로 해석할 수 있음을 그림 3.19에서 확인할 수 있다. 식 (3.41)로부터  $\omega_c$ 에서  $G_{vodde}$ 를 식

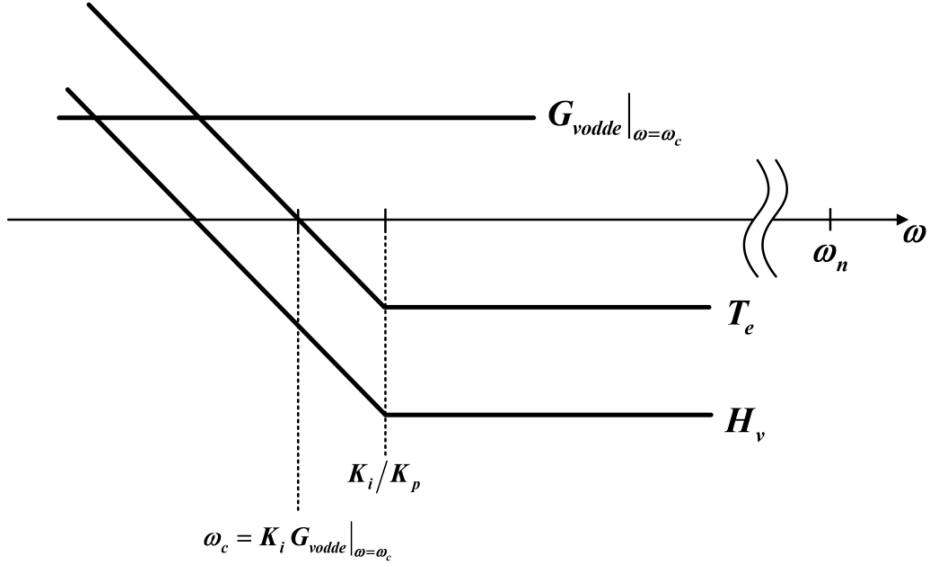


그림 3.21  $H_v$ 와  $T_e$

(3.46)처럼 해석할 수 있다.

$$G_{vodde}|_{\omega=\omega_c} = \frac{nD_d R R_o V_o}{R^2 + nD_d^2 R R_o + (\omega L)^2} \quad (3.46)$$

식 (3.37)과 식 (3.46)으로 결정되는  $T_e$ 를 그림 3.21에 나타내었다. 원하는  $\omega_c$ 로부터  $K_i$ 를 식 (3.47)처럼 설계할 수 있음을 그림 3.21에서 유추할 수 있다.

$$K_i = \frac{\omega_c}{G_{vodde}|_{\omega=\omega_c}} \quad (3.47)$$

한편, 그림 3.21에서 알 수 있듯이  $H_v$ 의 영점(zero)이  $\omega_c$  보다 큰 값을 가져야 식 (3.47)의  $K_i$ 를 통해 원하는  $\omega_c$ 를 얻을 수 있다.  $H_v$ 의 영점이  $\omega_c$  보다 큰 값을 가지면서 영점의 위상 증가 효과를 충분히 누릴 수 있도록 식 (3.48)처럼  $K_p$ 를 설계할 수 있다.

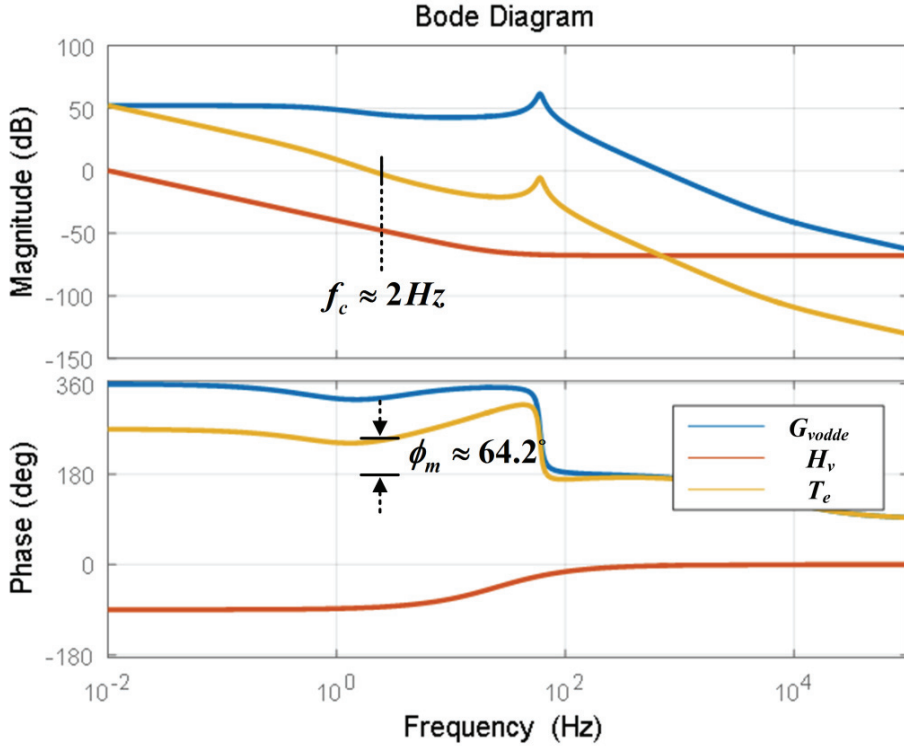


그림 3.22  $G_{vodde}$ ,  $H_v$  및  $T_e$ 의 보드 선도

$$\frac{1}{5 G_{vodde} \big|_{\omega=\omega_c}} \leq K_p \leq \frac{1}{G_{vodde} \big|_{\omega=\omega_c}} \quad (3.48)$$

표 3.1에서 설계한 시스템 변수와 식 (3.47), 식 (3.48)을 이용하여  $T_e$ 의 제어 대역폭이 5 Hz를 되도록  $K_p$ 와  $K_i$ 를 각각 0.002와 0.064로 설계하였다. 설계 결과를 바탕으로 그린  $G_{vodde}$ ,  $H_v$  및  $T_e$ 의 보드 선도를 그림 3.22에 보인다. 설계 결과  $T_e$ 가 2Hz의 제어 대역폭과  $64.2^\circ$ 의 위상 마진(phase margin,  $\phi_m$ )을 가지고 있음을 확인할 수 있다. 제어 대역폭이 설계 값으로부터 오차를 갖는데 이는  $G_{vodde}$ 를  $G_{vodde1}$ 의 직류 이득으로 근사한 것에서

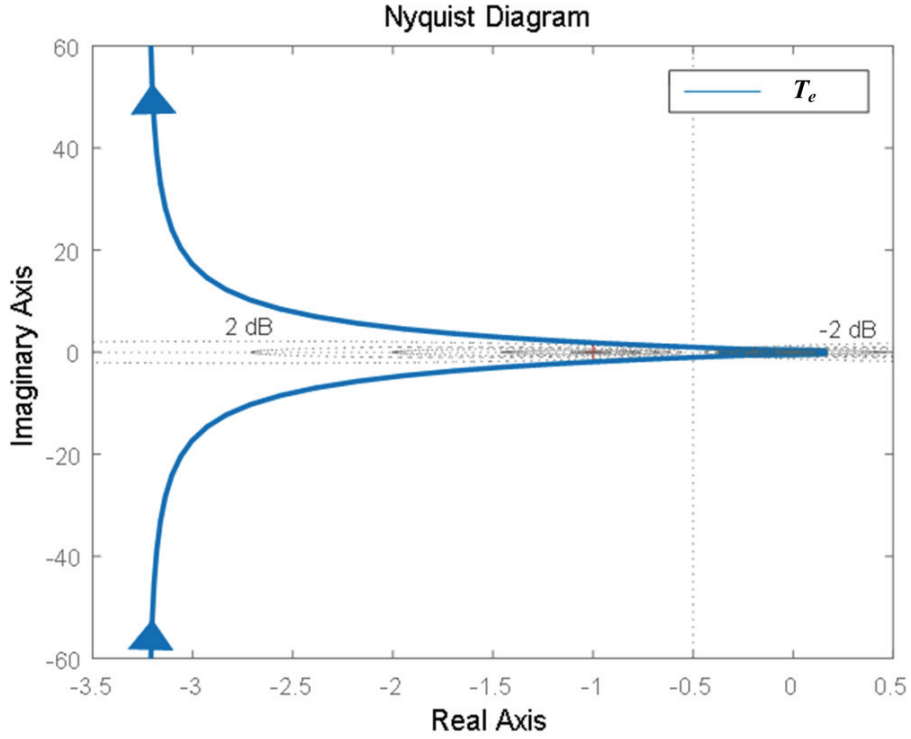


그림 3.23  $T_e$ 의 나이키스트 선도

비롯하는 오차이다. 하지만 간단한 근사로부터  $0.02f_{line} \sim 0.2f_{line}$ 의 제어 대역폭을 갖는 제어기를 설계하여  $2f_{line}$ 의 주파수 성분을 충분히 감쇄할 수 있는 제어기가 설계되었다. 정밀한 대역폭을 얻기 위해서는 정확한  $G_{vodde}$  함수로부터 제어기를 설계할 수 있지만, 이 때는 계산이 매우 복잡해져 직관적이 설계가 어려워진다.

그림 3.23에는  $T_e$ 의 나이키스트 선도를 보인다. 이로부터 안정적인 루프이득이 설계되었음을 확인할 수 있다.

이상에서  $n$ 개의 모듈로 구성되어 CHB 컨버터의 제어에 대해서 분석하였다.  $\Sigma \hat{v}_{oi}$  과  $\Sigma \hat{d}_{di}$  를 각각 상태 변수와 제어 변수로 두어 주요 전달 함수

수를 구하였으며, 이를 토대로 제어기를 설계하였다. 루프 이득의 보드 선도와 나이퀴스트 선도로부터 CHB 컨버터가 안정적으로 동작할 수 있는 제어기가 설계되었음을 확인하였다.

### 3.3.3 개별 모듈의 제어 분석

앞 절에서는  $\Sigma \hat{d}_{di}$  를 통하여  $\Sigma \hat{v}_{oi}$  를 성공적으로 제어할 수 있음을 확인하였다. 이는 개별 모듈이 독립적인 제어를 수행하였을 때 전체 CHB 컨버터가 안정적으로 동작할 수 있음을 의미한다. 본 절에서는 개별 모듈 제어에 대한 분석을 수행한다. 즉, CHB 컨버터가 안정한 상황에서 개별 모듈이 제어 변수  $\hat{d}_{di}$  를 통하여 독립적으로  $\hat{v}_{oi}$  를 제어할 수 있는지에 대

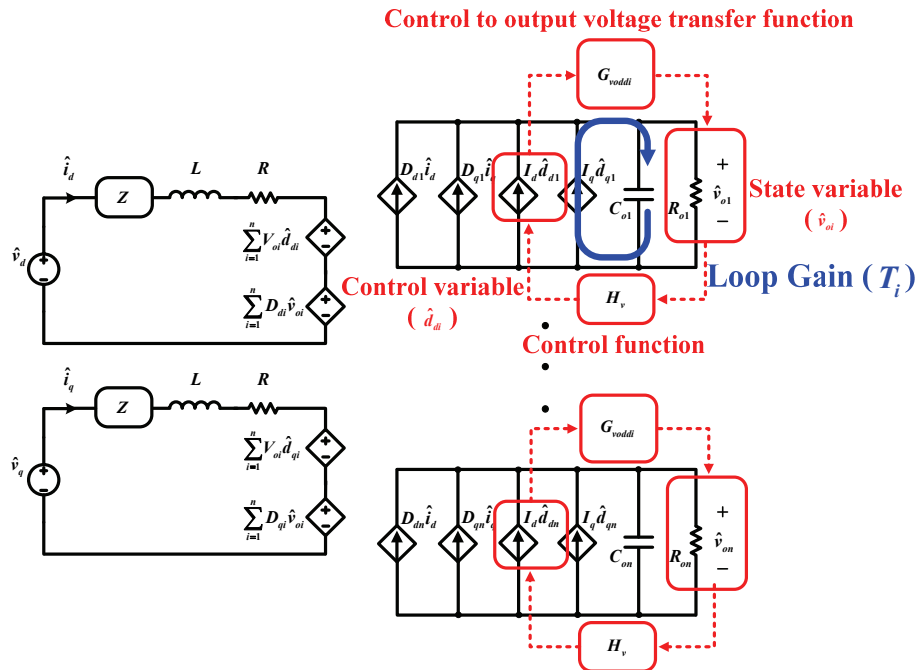


그림 3.24 개별 모듈의 제어 분석을 위한 소신호 블록도

한 여부를 판별하도록 한다.

### 3.3.3.1 제어-출력 전압 전달 함수

$\Sigma \hat{v}_{oi}$  를 성공적으로 제어되고 있을 시,  $\Sigma \hat{d}_{di}$  는 0이 된다. 따라서 개별 모듈의 제어-출력 전압 전달 함수( $G_{voddi}$ )는 출력단의 전류원에 의해서만 결정되게 된다. 개별 모듈의 제어 분석을 위한 소신호 블록도를 그림 3.24에 보인다. 전체 CHB 컨버터 경우와는 달리 개별 모듈은 입력단의 영향을 받지 않고, 독립적인 루프 이득  $T_i$ 를 형성한다.

그림 3.24로부터  $G_{voddi}$ 를 다음과 같이 구할 수 있다.

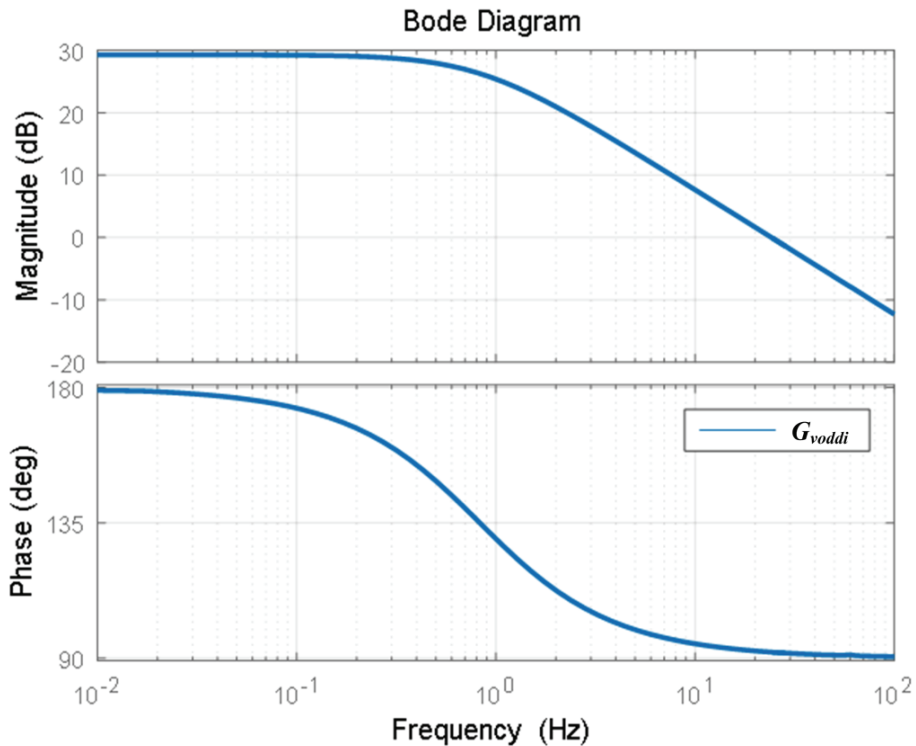


그림 3.25 개별 모듈 제어-출력 전압 전달 함수 보드 선도

$$G_{vodd i} = \frac{\hat{v}_{oi}}{\hat{d}_{di}} = \frac{I_d}{nD_d} \frac{nZ_{in}Z_o}{\frac{Z_{in}^2}{D_d^2} + nZ_o} \quad (i = 1 \dots n) \quad (3.49)$$

표 3.1에 설계한 시스템 변수를 이용하였을 때  $G_{vodd i}$ 의 보드 선도를 그림 3.25에 도시하였다.

### 3.3.3.2 입력 전압-출력 전압 전달 함수

개별 모듈의 입력 전압-출력 전압 전달 함수 역시 그림 3.24을 이용해 제어-출력 전압 전달 함수와 같은 원리로 구할 수 있다. 개별 모듈의  $d$ 축 입력 전압-출력 전압 전달 함수를  $G_{vovdi}$ ,  $q$ 축 입력 전압-출력 전압 전달

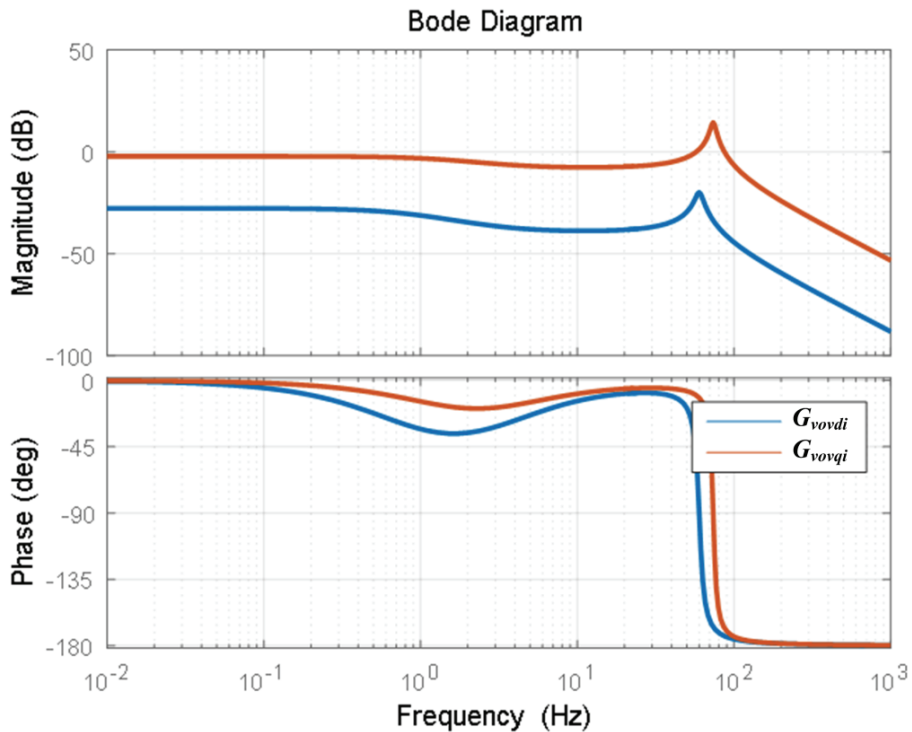


그림 3.26 개별 모듈 입력 전압-출력 전압 전달 함수 보드 선도

함수를  $G_{vovqi}$ 라 하였을 때 각각을 식 (3.50)과 식 (3.51)처럼 구할 수 있다.

$$G_{vovdi} = \frac{\hat{v}_{oi}}{\hat{d}_{di}} = \frac{1}{D_d} \frac{Z_o}{\frac{Z_{in}}{D_d^2} + Z_o} \quad (i = 1 \dots n) \quad (3.50)$$

$$G_{vovqi} = \frac{\hat{v}_{oi}}{\hat{d}_{qi}} = \frac{1}{D_q} \frac{Z_o}{\frac{Z_{in}}{D_q^2} + Z_o} \quad (i = 1 \dots n) \quad (3.51)$$

표 3.1에서 설계한 시스템 변수를 이용하였을 때  $G_{vovdi}$ 와  $G_{vovqi}$ 의 보드 선도를 그림 3.26에 도시하였다. 그림 3.26으로부터  $G_{vovqi}$ 가  $G_{vovdi}$ 에 비해 상대적으로 큰 값을 가지고 있음을 확인할 수 있다.

### 3.3.3.3 제어 루프 특성

앞서 구한 전달 함수들로부터 개별 모듈의 제어 루프 이득을 다음과 같이 구할 수 있다.

$$T_i = G_{vovdi} H_v FM \quad (3.52)$$

CHB 컨버터의 경우와 마찬가지로 분석의 편의를 위하여 FM을 1로 설정하였다. 3.3.2.3에서 설계되었던  $H_v$ 를 이용한  $T_i$ 의 보드 선도와 나이키스트 선도를 각각 그림 3.27과 그림 3.28에 보인다.

$T_i$ 의 보드 선도로부터  $T_i$ 의 제어 대역폭이 0.2 Hz로 관찰이 되는데, 이는  $T_e$ 의 제어 대역폭인 2 Hz에 비해 훨씬 작은 값이다. 이는 제안한 제어 방법에서 CHB 컨버터의 출력 전압 총 합에 대한 안정이 이루어진 후 개별 모듈의 출력 전압 균형이 이루어짐을 의미한다.  $T_i$ 의 나이키스트 선도로부터는 개별 모듈의 루프 이득이 안정하게 설계되었음을 확인할 수



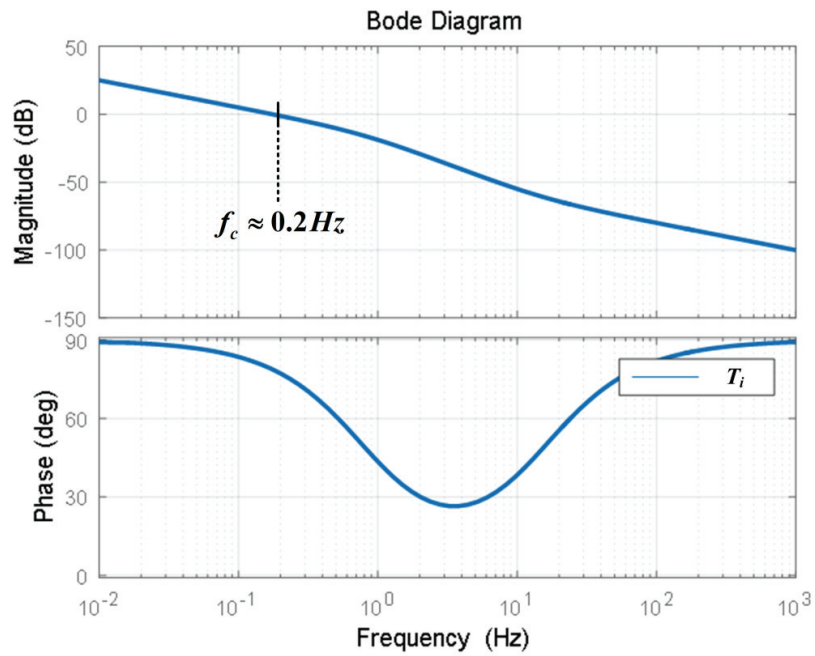


그림 3.27  $T_i$ 의 보드 선도

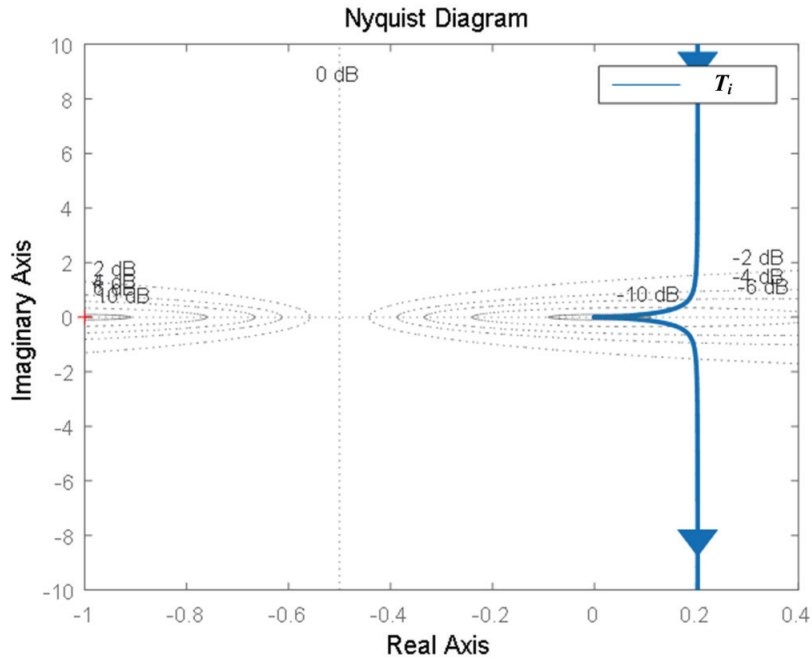


그림 3.28  $T_i$ 의 나이키스트 선도

있다.

이상에서 CHB 컨버터의 개별 모듈의 제어에 대해서 분석하였다.  $\hat{v}_{oi}$  과  $\hat{d}_{di}$  를 각각 상태 변수와 제어 변수로 두고 주요 전달 함수를 구하였다. 개별 모듈의 경우 CHB 컨버터와는 달리 출력단의 전류원에 의해서만 제어-출력 전압 전달 함수가 결정된다. 출력단의 전류원은  $d$ 축 전류인  $I_d$ 에 의존하는데, 이는 CHB 컨버터에  $d$ 축 전류 성분을 만들어 줌으로써 개별 모듈이 출력 전압을 독립적으로 제어할 수 있음을 의미한다.

PF 변화에 따른  $T_i$ 의 대역폭 변화를 그림 3.29에 도시하였다. 그림에서 확인할 수 있듯이 역률이 낮아질수록  $T_i$ 의 대역폭이 증가한다. 이는 개별

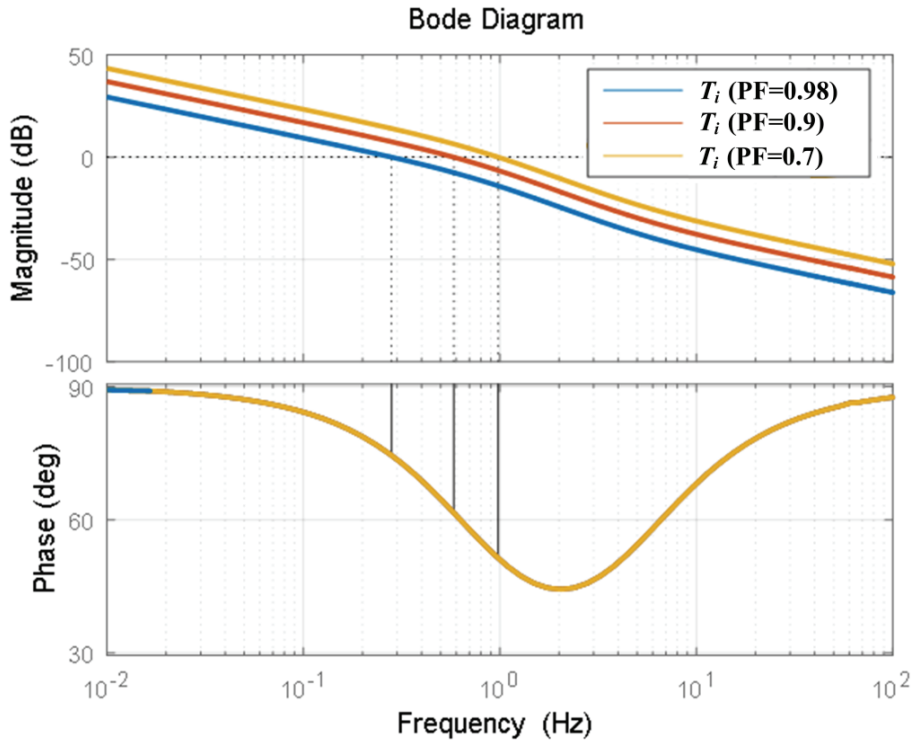


그림 3.29 PF에 따른  $T_i$  대역폭 변화

모듈이 스스로를 제어할 수 있는 힘이 강해지는 것을 의미한다.

### 3.4 멀티 레벨 동작을 위한 PWM 동기화

CHB 컨버터 구동 시 전압 품질 향상 및 EMI 특성 개선 효과를 위하여 각 모듈에 적절한 위상 천이를 주어야 함이 알려져 있다[106, 107]. 따라서  $n$ 개의 모듈로 이루어진 CHB 컨버터에 대해  $i$ 번째 모듈에는 다음과 같은 위상 지연 시간을 제공하는 것이 일반적이다.

$$\text{phase shift time} = \frac{(i-1) T_s}{n} \quad (i = 1 \cdots n) \quad (3.53)$$

본 논문에서 제안하는 제어 방법은 독립적으로 분산 제어를 수행할 수 있지만, 멀티 레벨 회로의 이점을 살리기 위해 PWM 동기화가 필요하다. CAN(Controller Area Network) 통신은 메시지 데이터 프레임의 크기가 작고, 통신 속도가 1 Mb/s까지 가능해 지연 시간(latency)이 짧기 때문에 PWM 동기화의 목적에 적합하다. 또한 신뢰성의 측면에서 다중 마스터(multi master) 통신이기 때문에 내결함성(fault tolerance)을 지니고 있으며, 잡음 면역성이 높고, 통신의 물리적 환경이 간소해 신뢰성 향상을 목적으로 하는 본 논문에서 사용하기 가장 적합한 통신 방법이다[35, 108].

본 논문에서는 CAN 통신이 오직 PWM 동기화를 위해 사용되므로, 메시지 도착 시간(time-stamp)과 지연 시간 정보로부터 PWM 동기화를 달성할 수 있다. 그림 3.30에 standard CAN 통신의 데이터 구조를 보인다. CAN 데이터는 통신 규격 상 데이터 필드(data field)의 크기에 따라 44bit에서부

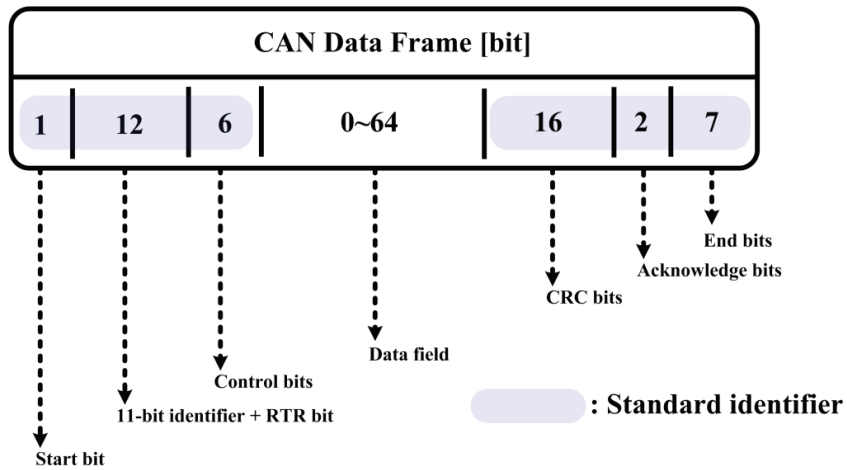


그림 3.30 CAN 통신의 데이터 구조

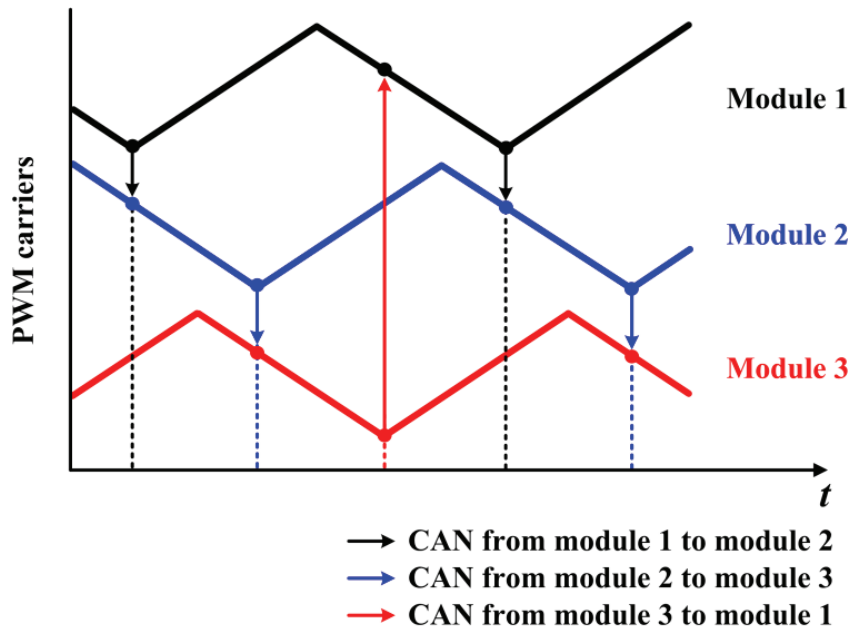


그림 3.31 CAN 통신을 이용한 PWM 동기화 예시

터 108bit의 크기를 가질 수 있다. 하지만 목적 달성을 위해 데이터 필드에 정보가 필요 없으므로, 편의 상 데이터 필드의 크기를 0으로 설정하도

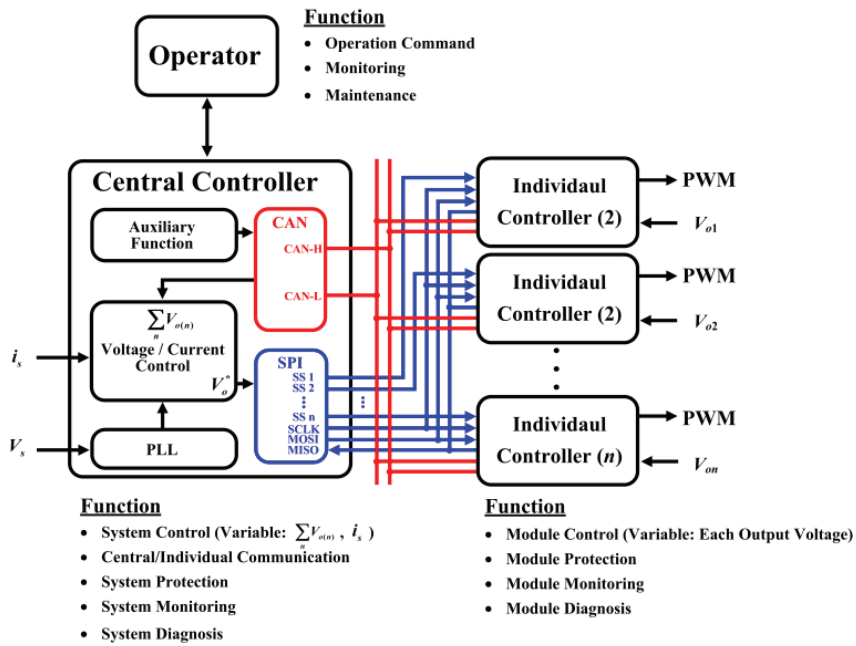


그림 3.32 SPI 통신을 이용했을 때의 시스템 구성도[36]

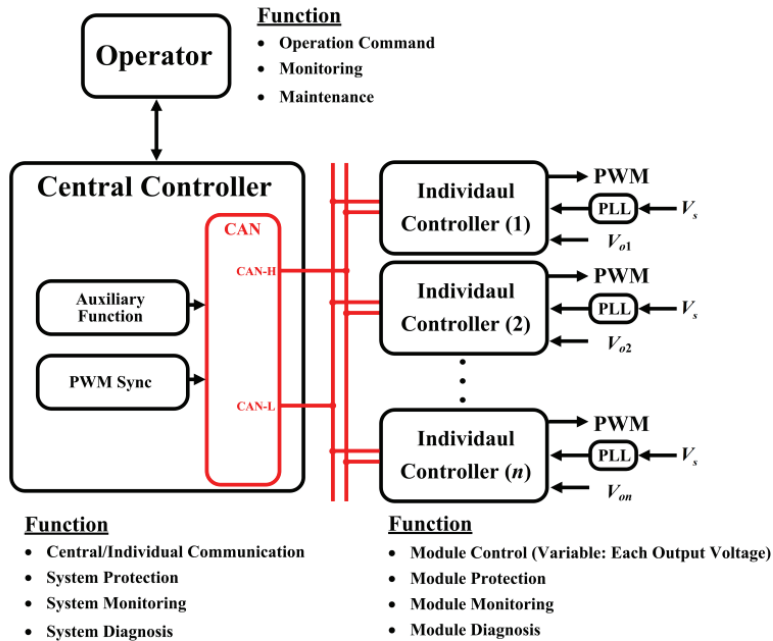


그림 3.33 CAN 통신을 이용했을 때의 시스템 구성도

록 한다. 따라서 통신 속도를 결정하게 되면 메시지 도착 시간과 44bit에 해당하는 지연 시간을 통해 PWM 동기화 및 위상 천이를 달성할 수 있게 된다. 그림 3.31는 CAN 통신을 이용한 PWM 동기화 방안의 예시이다. 예시에서는 모듈 1에서 모듈 2로, 모듈 2에서 모듈 3으로, 모듈 3에서 모듈 1로 데이터가 단방향 전송 된다. 이 외에도 양방향 전송을 통해 동기화를 달성할 수 있다.

CAN 통신 이용 시 시스템 구성 측면에서 얻을 수 있는 장점을 그림 3.32와 그림 3.33에서 확인할 수 있다.

그림 3.32은 [36]에서 제안한 CHB 컨버터의 분산 제어 시스템 구성도이다. 상위 제어기에서 전체 전압 및 전류 제어가 이루어지는데, 제어를 위해 필요한 정보 교환이 통신을 통해 이루어진다. 이때 제어기 대역폭이 높아야 하는 전류 정보에 대해서는 SPI(Serial Peripheral Interface) 통신을, 대역폭이 낮아도 되는 전압 정보에 대해서는 CAN 통신을 할당한다. SPI 통신은 최고 70 Mb/s에 이르는 빠른 통신 속도와 전송 규격이 유연하다는 장점이 있지만, 하나의 마스터만이 존재할 수 있으며 모듈 수 증가에 따라 통신에 필요한 물리적 환경이 복잡해진다. 그 결과 신뢰성이 높지 않으며, 고장을 대비한 백업 시스템 구축도 어려워지게 된다.

그림 3.33은 본 논문에서 제안한 분산 방법을 이용하고, CAN 통신으로 PWM 동기화를 구현하였을 때의 시스템 구성도이다. 각 모듈이 독립적으로 제어를 수행하므로, 중앙 제어기가 담당하는 역할이 전체 시스템 운영 지침 전달 및 모듈 고장 정보 관장 등의 보조 기능들로 축소 된다. 그 결과 CAN 통신의 간단한 배선 방식을 이용하여 시스템 구성이 가능하게 되

표 3.2 통신 종류와 분산 제어 시 특성

항목	SPI 통신	CAN 통신
장점	<ul style="list-style-type: none"> <li>· 빠른 전송 속도 (최고 70 Mb/s)</li> <li>· 전송 규격이 유연</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>· 노이즈에 강인</li> <li>· 배선 방식이 간단</li> </ul>
단점	<ul style="list-style-type: none"> <li>· 하나의 마스터만이 존재</li> <li>· 모듈 수 증가 시 구성이 복잡</li> <li>· 근거리 통신에 적합</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>· SPI 대비 느린 전송 속도 (최고 1 Mb/s)</li> <li>· 통신 우선순위에 따른 지연 발생 가능성</li> </ul>
분산 제어 시 특성	<ul style="list-style-type: none"> <li>· 시스템 구성 복잡</li> <li>· 백업 시스템 구축 어려움</li> <li>· 낮은 신뢰성</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>· 시스템 구성 단순</li> <li>· 백업 시스템 구축 쉬움</li> <li>· 높은 신뢰성</li> </ul>

어 시스템 복잡도 및 백업 시스템 구축 비용이 감소하게 된다. 이상의 내용을 표 3.2에 정리하여 나타낸다.

그림 3.32, 그림 3.33과 표 3.2를 통하여 제안하는 분산 제어 방법의 이점을 확인하였다. 기존의 제어 방법론처럼 시스템이 상위 제어기에 의존하는 경우 제어기 고장 상황을 대비해 백업 제어기를 구축해야 한다. 하지만 그림 3.32에서 확인할 수 있는 것처럼 백업 제어기로 인해 전체 시스템의 복잡도 및 비용이 크게 상승하게 된다. 반면 제안하는 방법에서는 간단한 배선의 CAN 통신을 이용해 모든 기능을 달성할 수 있다. 따라서 단순한 시스템과 낮은 비용으로도 시스템의 신뢰성 향상을 달성할 수 있게 된다.

### 3.5 모의 실험 결과

제안한 분산 제어 기법 및 분석의 유효성을 검증하기 위하여 모의 실험 수행하였다. 또한 제안한 방법을 이용 시 특정 모듈이 고장으로 탈락해도 나머지 모듈들이 대리 기능을 수행하여 전체 시스템의 신뢰성을 향상할 수 있음을 모의 실험으로 검증하였다. 모의 실험에는 Powersim사의 시뮬레이션 프로그램인 PSIM을 이용하였으며, 모의 실험 수행 조건은 표 3.1과 같다.

### 3.5.1 제안한 방법 동작 확인에 대한 모의 실험

#### 3.5.1.1 PF=0.98이고 균등 부하인 경우

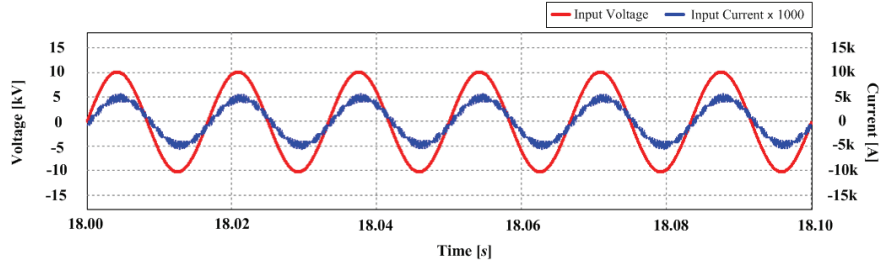
먼저 PF가 0.98이고 부하가 균등한 경우에 대해 모의 실험을 수행하였다. 해당 모의 실험 결과를 그림 3.34에 나타낸다. 식 (3.31)과 그림 3.15로부터 PF가 0.98이 되기 위한  $k_{CHB}$ 를 6으로 설계해주었다. 제어기  $H_v$ 는 3.3.2.3의 설계에 따라  $K_p$ 와  $K_i$ 를 각각 0.002와 0.064로 정해주었다.

그림 3.34(a)에서는  $k_{CHB}$ 에 의한 입력 전압과 입력 전류의 관계를 확인할 수 있다. 그림에서 볼 수 있듯이 입력 전류의 위상이 입력 전압의 위상에 비해 약간 뒤쳐져있다. 그림 3.34(a)에서 관측되는 역률은 0.9805로 분석과 일치하는 결과이다.

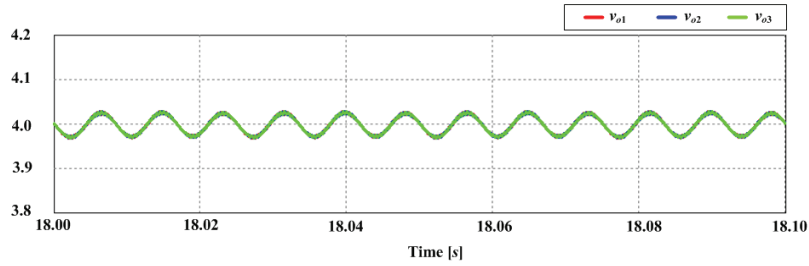
그림 3.34(b)에서는 각 모듈의 출력 전압을 확인할 수 있다. 제안한 방법을 통하여 각 모듈의 출력 전압이 모두 지령 전압인 4 kV로 잘 제어 되고 있음을 확인할 수 있다.

그림 3.34(c)에는 각 모듈의  $d$ 축 제어 지령을 보인다. 세 모듈이 거의 동

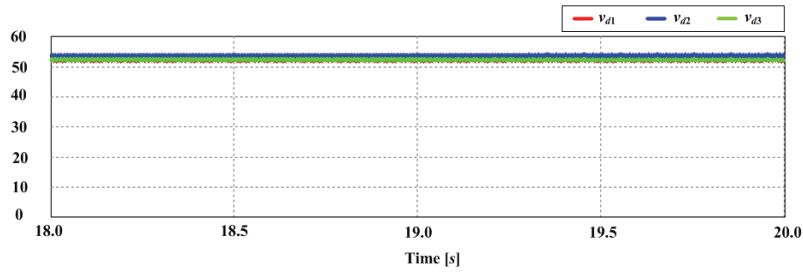




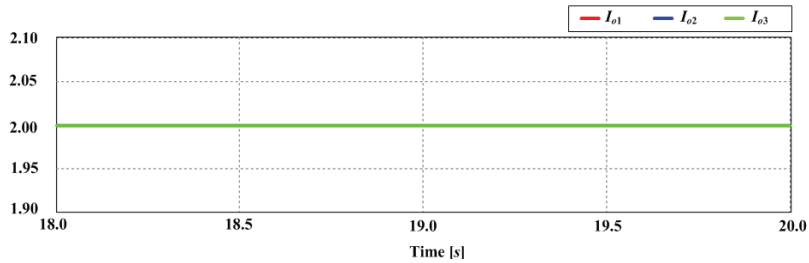
(a) 입력 전압과 입력 전류



(b) 각 모듈의 출력 전압



(c) 각 모듈의  $d$ 축 제어 지령



(d) 각 모듈의 출력 전류

그림 3.34 PF=0.98이고 균등 부하인 경우 ( $k_{CHB}=6, K_p=0.002, K_i=0.064$ )

일한  $d$ 축 제어 지령을 가지고 있음을 알 수 있다. 그림 3.34(b)에서 각 모듈의 출력 전압이 동일하였으므로, 이는 전력 전달의 관점에서 각 모듈의 부하 전류가 균등함을 의미하는 결과라고 할 수 있다.

그림 3.34(d)에는 각 모듈의 출력 전류를 보인다. 그림 3.34(c)에서 유추할 수 있는 바와 같이 모든 모듈의 출력 전류를 2A로 동일한 것을 확인할 수 있다.

이상에서 제안하는 분산 제어 방법을 이용하여 입력 전류가 간접적으로 제어 될 수 있음을 확인하였다. 또한 각 모듈이 독립적인 제어를 수행하면서 출력 전압 균형을 달성할 수 있음을 확인하였다.

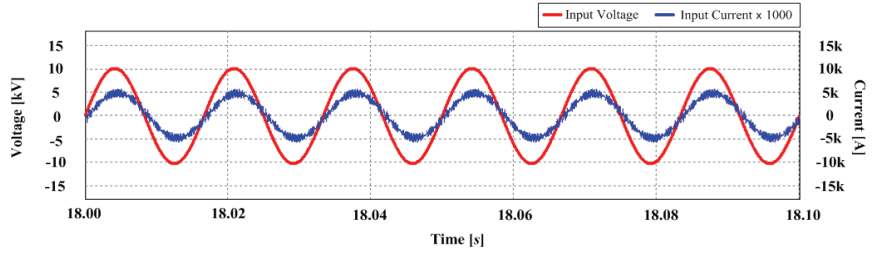
#### 3.5.1.2 PF=0.98이고 $\pm 1\%$ 불균등 부하인 경우

다음으로 PF가 0.98이고 부하가 불균등한 경우에 대해 모의 실험을 수행하였다. 해당 모의 실험 결과를 그림 3.35에 나타낸다. 마찬가지로 식 (3.31)과 그림 3.15로부터 PF가 0.98이 되기 위한  $k_{CHB}$ 를 6으로 설계해주었으며, 제어기  $H_v$ 는 3.3.2.3의 설계에 따라  $K_p$ 와  $K_i$ 를 각각 0.002와 0.064로 정해주었다.

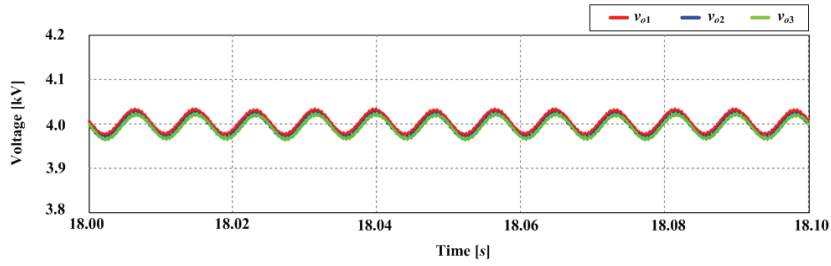
그림 3.35(a)에서는 입력 전압과 입력 전류를 보인다. 3.5.1.1과 마찬가지로 설계한대로 역률을 얻었음을 확인할 수 있다.

그림 3.35(b)에서는 각 모듈의 출력 전압을 확인할 수 있다. 역시 제안한 방법을 통하여 각 모듈의 출력 전압이 모두 지령 전압인 4 kV로 잘 제어되고 있음을 확인할 수 있다.

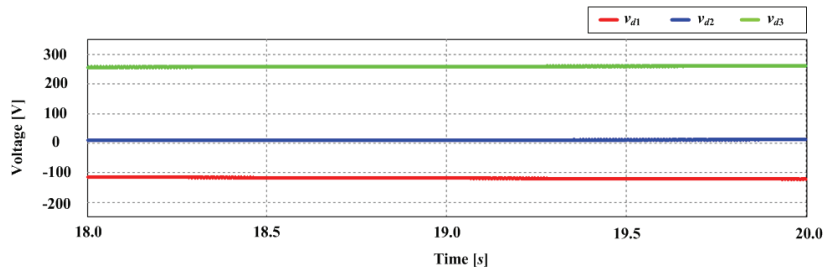
그림 3.35(c)에는 각 모듈의  $d$ 축 제어 지령을 보인다. 이 때 세 모듈이  $d$



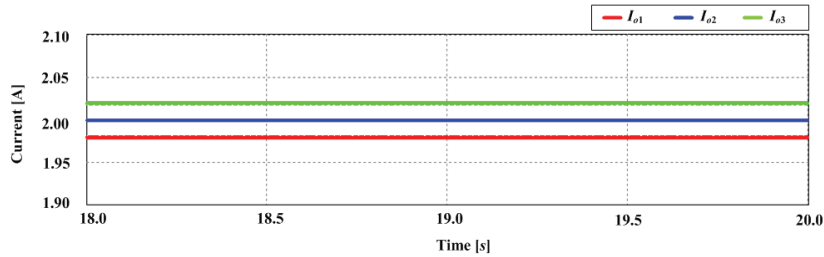
(a) 입력 전압과 입력 전류



(b) 각 모듈의 출력 전압



(c) 각 모듈의  $d$ 축 제어 지령



(d) 각 모듈의 출력 전류

그림 3.35 PF=0.98이고 불균등 부하인 경우 ( $k_{CHB}=6, K_p=0.002, K_i=0.064$ )

축 제어 지령  $v_{d1}$ ,  $v_{d2}$ ,  $v_{d3}$ 는 -116 V, 12.3 V, 261 V로 관측 된다. 그림 3.35 (b)에서 각 모듈의 출력 전압이 동일하였으므로, 이는 전력 전달의 관점에서 각 모듈의 부하 전류가 불균등함을 의미하는 결과라고 할 수 있다.

그림 3.35(d)에는 각 모듈의 출력 전류를 보인다. 그림 3.35(c)에서 유추할 수 있는 바와 같이 각 모듈의 출력 전류가  $\pm 1\%$ 의 편차를 가지고 있다.

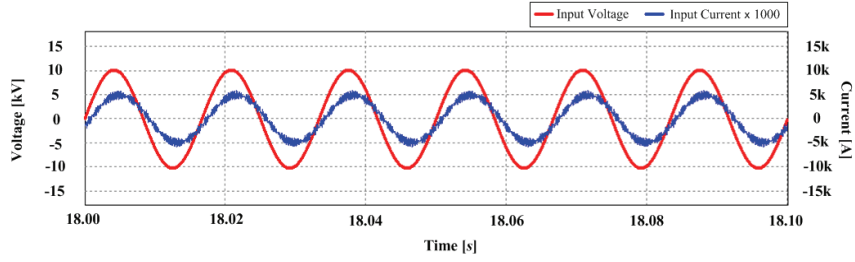
이상으로부터 제안하는 제어 방법에서는 부하 전류 차이에 따라 발생하는 전력 불균형을  $d$ 축 상의 제어로 극복하고 있음을 알 수 있다. 하지만 부하 전류의 편차가 특정 값 이상으로 커질 경우 제어기가 포화(saturation) 상태에 도달하게 되어, PWM이 과변조 영역에서 일어나게 된다. 이는 전력 변환 품질 저하의 원인이 되므로 부하단의 전류 균형을 달성할 필요가 있다. 따라서 4장에서는 이러한 문제를 극복하기 위하여 CHB 컨버터의 부하단에 해당하는 DAB 컨버터의 전력 균형 제어에 대해서 다루도록 한다.

### 3.5.1.3 PF=0.96이고 $\pm 1\%$ 불균등 부하인 경우

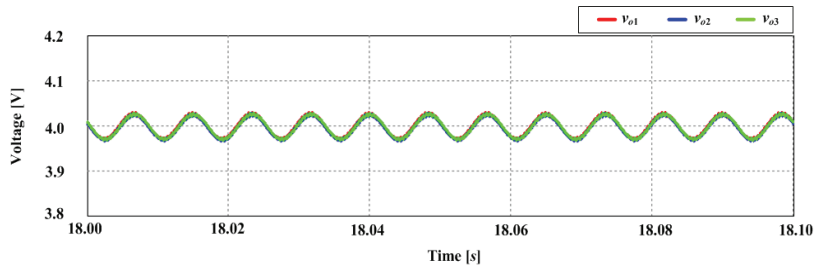
3.3.3의 분석에서는 제안하는 제어 방법이  $d$ 축 전류인  $I_d$ 를 이용하여 개별 모듈의 출력 전압 제어를 달성할 수 있음을 확인하였다. 개별 모듈이 스스로를 제어할 수 있는 힘은  $I_d$ 가 커질수록 강해지는데, 이를 모의 실험을 통해 확인하도록 한다.

3.5.1.2와 마찬가지로 부하 전류가  $\pm 1\%$ 의 편차를 가지는 상황에서 PF가 0.96이 되도록  $k_{CHB}$ 를 10으로 설계해주었다. 제어기  $H_v$ 는 이전 경우와 마찬가지로  $K_p$ 와  $K_i$ 를 각각 0.002와 0.064로 정해주었다.

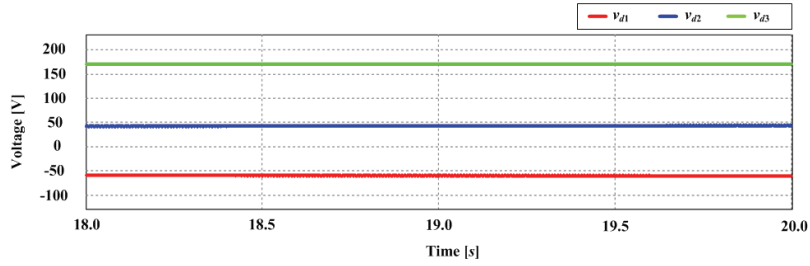
그림 3.36(a)에 입력 전압과 입력 전류를 보인다. PF가 0.98인 경우에 비



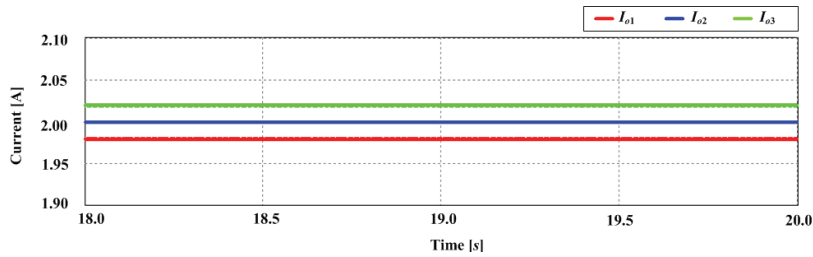
(a) 입력 전압과 입력 전류



(b) 각 모듈의 출력 전압



(c) 각 모듈의  $d$ 축 제어 지령



(d) 각 모듈의 출력 전류

그림 3.36  $PF=0.96$ 이고 불균등 부하인 경우 ( $k_{CHB}=10, K_p=0.002, K_i=0.064$ )

해  $k_{CHB}$ 를 더욱 크게 설계해주었으므로, 입력 전류의 위상이 입력 전압의 위상에 비해 더욱 뒤쳐져있다.

그림 3.36(b)에서는 각 모듈의 출력 전압을 확인할 수 있다. 역시 각 모듈의 출력 전압들이 지령 전압인 4 kV로 잘 제어 되고 있음을 확인할 수 있다.

그림 3.36(c)에는 각 모듈의  $d$ 축 제어 지령을 보인다. 이 때 세 모듈이  $d$ 축 제어 지령  $v_{d1}$ ,  $v_{d2}$ ,  $v_{d3}$ 는 -58.8 V, 44.2 V, 172 V로 관측 된다. 같은 부하 전류 편차에도 불구하고,  $d$ 축 제어 지령의 불균형이 PF가 0.98인 경우보다 개선 되었음을 확인할 수 있다. 이는 PF가 작아질수록 개별 모듈이 스스로를 독립적으로 제어할 수 있는 힘이 강해지는 것을 의미한다.

### 3.5.2 특정 모듈 고장 탈락 상황에 대한 모의 실험

본 논문에서 제안하는 제어 방법에서는 각 모듈이 해당 출력 전압 정보만을 필요로 하기 때문에, 서로 제어 지령을 공유하지 않는다. 따라서 특정 모듈이 고장 났을 시에도 고장에 대한 정보만 있으면, 다른 모듈들은 계속 기능을 수행하며 전체 시스템에 여유도를 제공할 수 있게 된다. 본 절에서는 특정 모듈 고장 상황에서 전체 시스템이 운용될 수 있는 고장 대응 시나리오를 수립하고, 이를 모의 실험으로 검증하도록 한다. 이를 통해 제안한 방법이 신뢰성 측면에서 가지는 이점을 확인할 수 있다.

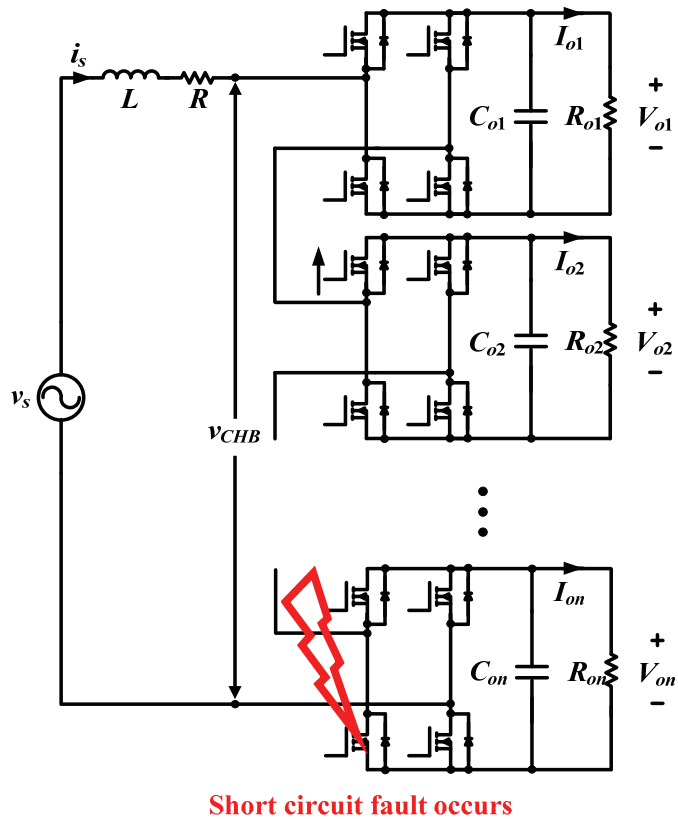


그림 3.37 단락 사고 발생 상황

### 3.5.2.1 고장 상황 검출

특정 모듈에 고장이 발생 시 여유 모듈을 통해 동작의 연속성을 확보하기 위해서는 가장 먼저 고장 상황을 검출하여야 한다. 고장이 발생한 모의 실험 사례를 통해 고장 상황을 검출할 수 있는 방법에 대해 알아보도록 한다.

그림 3.37 은 특정 모듈에 단락 사고(short circuit fault)가 발생한 상황을 나타내는 그림이다. 이 같은 상황을 모사하여 모의 실험을 수행하였다. 표

3.1 에서 설계된 CHB 컨버터를 이용하였으며, 4 초에 3 번 모듈에서 고장이 발생하였다고 가정하였다. 고장 상황 모의 실험 결과를 그림 3.38 에 나타내었다.

먼저 그림 3.38(a)에 각 모듈의 출력 전압을 보인다. 3번 모듈에 단락 사고가 발생하여 3번 모듈의 출력 전압이 방전된 것을 확인할 수 있다.

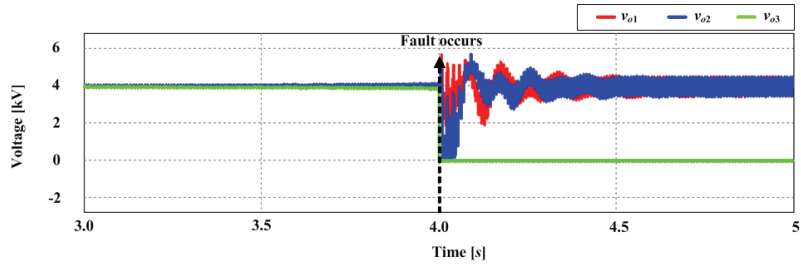
그림 3.38(b)에는 CHB 컨버터의 양단 전압인  $v_{CHB}$ 를 보인다. 사고 후 3 번 모듈의 출력 전압이 방전되었으므로 올바른 전압을 합성하고 있지 못하는 것을 알 수 있다.

그림 3.38(c)와 그림 3.38(d)에는 입력 전류,  $d$ 축 입력 전류 성분과  $q$ 축 입력 전류 성분을 보인다. 올바른  $v_{CHB}$ 가 합성되고 있지 않으므로, 사고 발생 후에는 원하는 전류를 얻지 못하고 있음을 알 수 있다. 즉, 사고 발생 시 입력 전류의 크기와 위상이 큰 폭으로 변하게 된다. 따라서 모든 모듈이 개별적으로 입력 전류를 센싱하고 있을 때 단락 사고가 발생한다면, 입력 전류의 변화로부터 사고 정보를 알 수 있음을 유추할 수 있다.

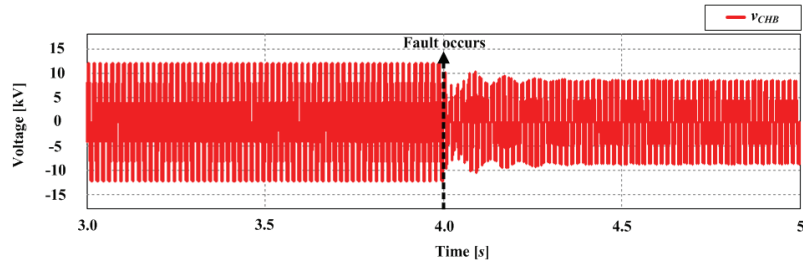
입력 전류의 크기 혹은 위상을 통해 사고를 검출할 수 있으나, 크기 변화를 관찰하는 경우에는 부하 변동과 사고 상황을 구별해 낼 수 없다. 따라서 입력 전류의 위상 변화를 통해 사고를 검출하는 것이 바람직하다. 이를  $dq$  좌표계 상에서 고려하면  $d$ 축 입력 전류 성분의 변화로 사고 상황을 검출할 수 있을 것으로 기대할 수 있다.

한편, 단락 사고뿐만 아니라 개방 사고(open circuit fault) 시에도 CHB 컨버터의 입력 전류가 변하므로 마찬가지로 원리로 고장 상황을 감지할 수 있다.

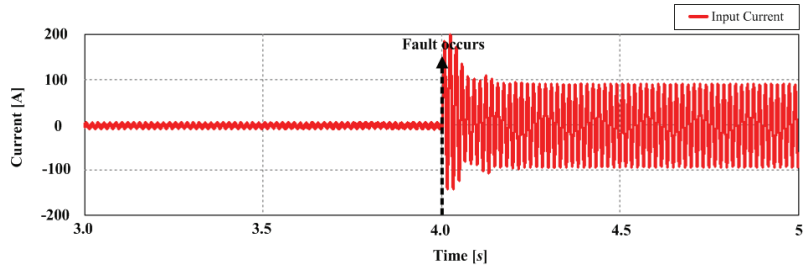




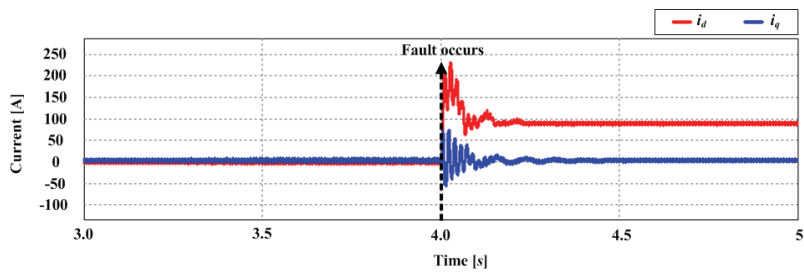
(a) 각 모듈의 출력 전압



(b) CHB 컨버터 양단 전압



(c) 입력 전류



(d)  $d$ 축 입력 전류와  $q$ 축 입력 전류

그림 3.38 단락 사고 상황에 대한 모의 실험

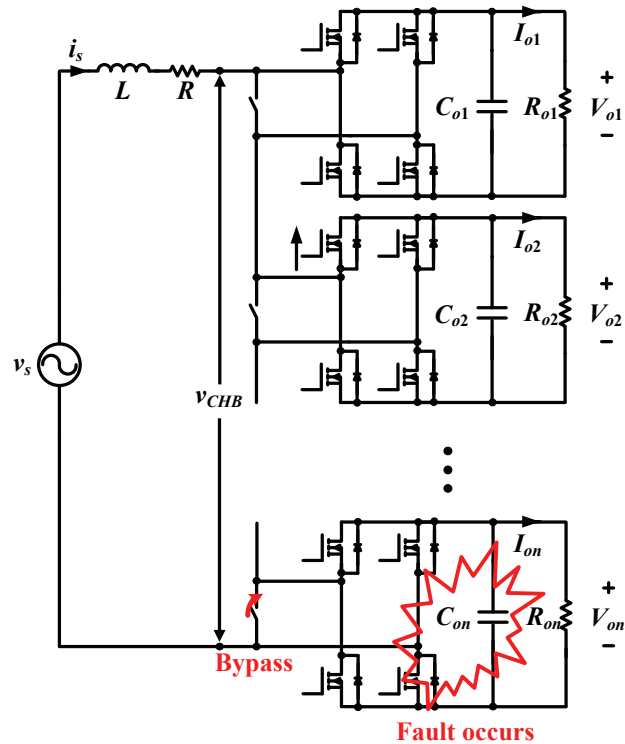
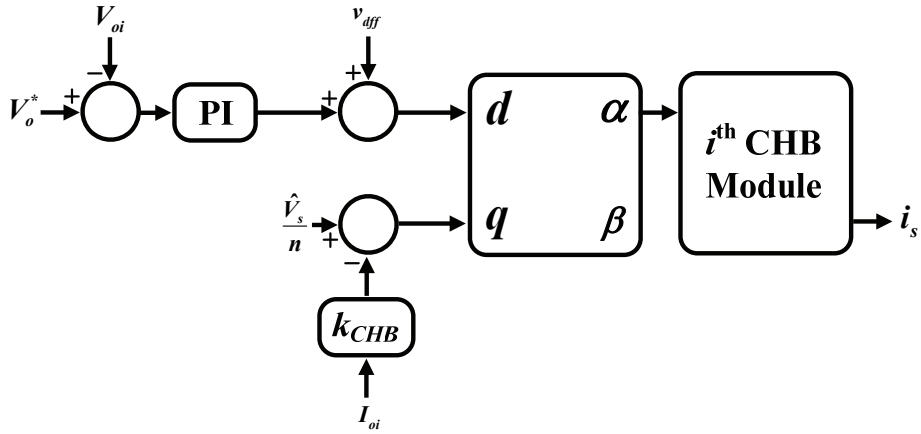


그림 3.39 고장 상황 대응 방법

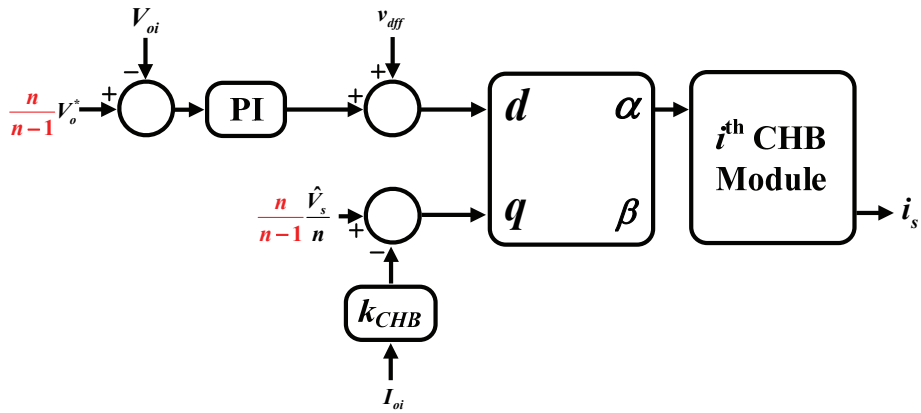
### 3.5.2.2 고장 상황 대응

CHB 컨버터는 H-Bridge 컨버터 모듈의 입력이 직렬로 연결되어 있다. 따라서 고장 시 전체 시스템 동작의 연속성을 확보하기 위해서는 그림 3.39 와 같이 바이패스 경로를 추가하고 여유 모듈을 도입하여야 한다.

또한 고장 탈락한 모듈 대신 나머지 모듈들이 입력 전압과 출력 전압을 감당하여야 한다. 따라서 특정 모듈 탈락 시 제어기의 지령 값은 그림 3.40(b)처럼 바뀌어야 한다. 탈락 모듈 수가 2 개 이상일 때도 같은 원리로



(a) 정상 상태 제어기



(b) 특정 모듈 탈락 시 제어기

그림 3.40 고장 상황 대응을 위한 제어기

대응할 수 있다.

그림 3.40(b)의 고장 대응 방법을 반영하였을 시의 모의 실험 결과를 그림 3.41에 보인다.

그림 3.41(a)에는 각 모듈의 출력 전압을 보인다. 3번 모듈 탈락 후에 1번

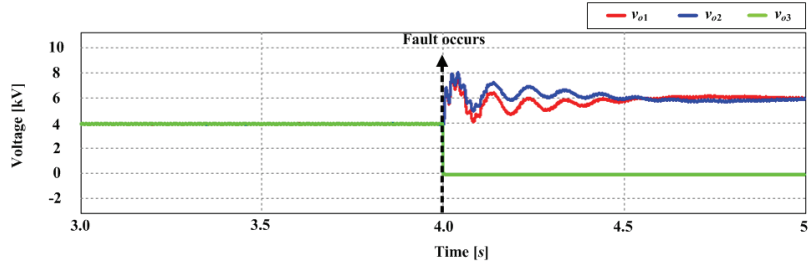
모듈과 2번 모듈이 출력 전압을 추가로 감당하고 있음을 확인할 수 있다.

그림 3.41(b)에는 CHB 컨버터의 양단 전압인  $v_{CHB}$ 를 보인다. 사고 전에는 3개의 모듈에서 7개의 레벨을 합성하는 멀티 레벨 회로였지만, 사고 후에는 2개의 모듈에서 5개의 레벨을 합성하고 있음을 확인할 수 있다.

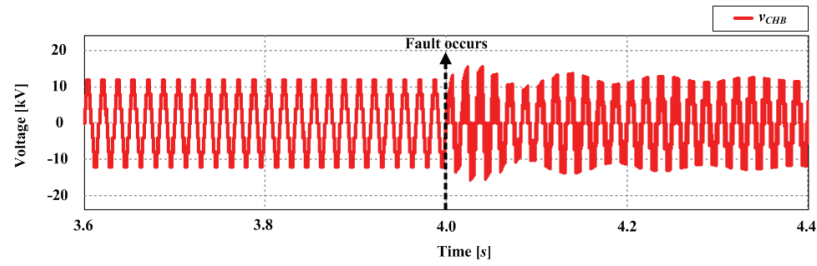
그림 3.41(c)와 그림 3.41(d)에는 입력 전류,  $d$  축 입력 전류 성분과  $q$  축 입력 전류 성분을 보인다. 비록 레벨 수는 적어졌지만 CHB 컨버터의 양단 전압이 올바르게 합성되고 있으므로 과도 상태를 거쳐 올바른 입력 전류가 형성되고 있음을 확인할 수 있다.

그림 3.42 에는 부하 증가 상황에 대한 모의 실험 결과를 보인다.  $d$  축 입력 전류를 이용하여 사고 상황을 검출하고 있으므로, 부하 변동 상황과 사고 상황을 구별할 수 있음을 그림 3.41 과 그림 3.42 를 통해 확인할 수 있다.

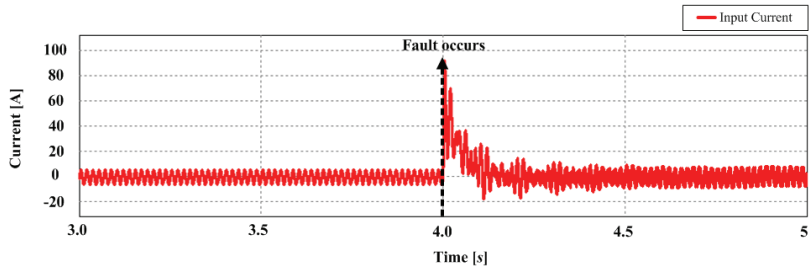
이상을 통해 제안하는 방법을 이용했을 시, 특정 모듈이 고장 나더라도 다른 모듈들이 대리 기능을 수행하여 전체 시스템에 여유도를 제공할 수 있음을 확인하였다. 따라서 제안한 방법을 이용해 제어 모듈화를 달성하고 시스템의 신뢰성을 향상시킬 수 있다.



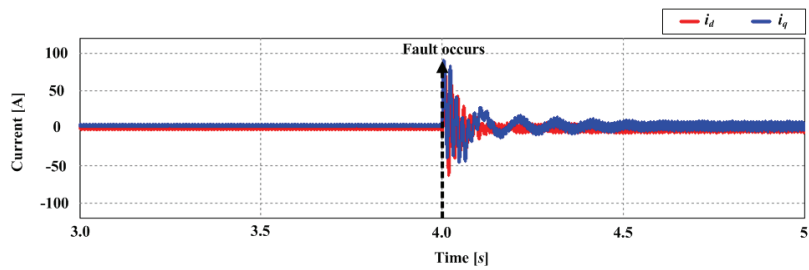
(a) 각 모듈의 출력 전압



(b) CHB 컨버터 양단 전압

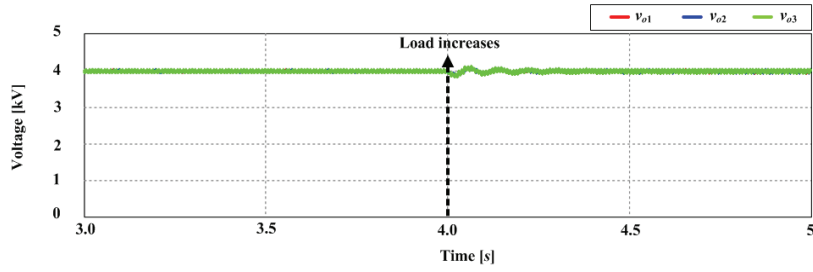


(c) 입력 전류

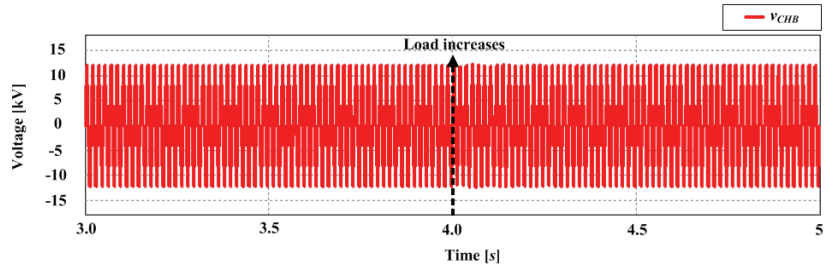


(d)  $d$ 축 입력 전류와  $q$ 축 입력 전류

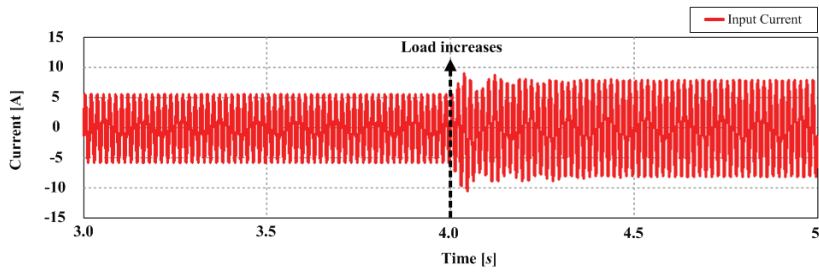
그림 3.41 고장 상황 대응에 대한 모의 실험



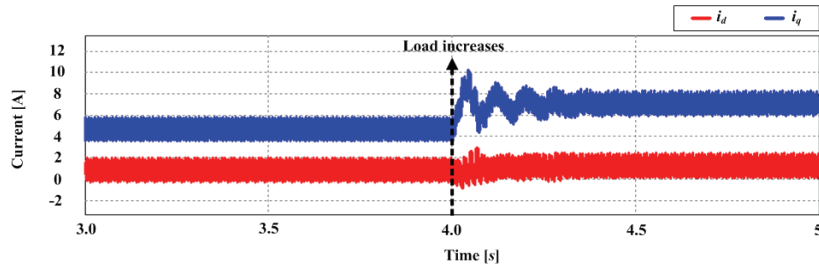
(a) 각 모듈의 출력 전압



(b) CHB 컨버터 양단 전압



(c) 입력 전류



(d)  $d$ 축 입력 전류와  $q$ 축 입력 전류

그림 3.42 부하 증가 상황에 대한 모의 실험 (25kW → 37.5 kW)

## 제 4 장 다중 모듈 DAB 컨버터에 적용 가능한 신뢰성 향상 방안

DAB DC-DC 컨버터는 높은 변환 효율, 고전력밀도 등의 장점으로 인하여 절연이 필요한 양방향 전력 변환에 가장 많이 사용되는 토폴로지 중 하나이다[109-114]. 본 장에서는 3단 구성 SST에 활용할 수 있는 다중 모듈 DAB 컨버터에 대하여 새로운 분산 제어 방법을 제안하고 이에 대해 서술하도록 한다. 우선 CHB 컨버터에서 DC-link 전압 제어가 이루어지고 있는데, 모듈 간 전력 균등 분배가 이루어지지 않는 경우에 발생하는 문제점에 대해 알아본다. 다음으로 DAB 컨버터의 동작 원리와 대표 변조 기법인 PSM 방식을 소개한다. 그 후 다중 모듈 DAB 컨버터에 적용할 분산 제어 방법 및 기대 효과를 논의하고, 그 유효성을 모의 실험을 통해 검증하도록 한다.

### 4.1 전력 균등 분배의 필요성

3장에서는 간접 전류를 이용한 분산 제어 방법을 제안하여 CHB 컨버터에 적용하였다. 제안한 방법에 의해 CHB 컨버터는 DC-link 전압을 제어하고 있는데, 부하인 DAB 컨버터 간 전력 균등 분배가 이루어지지 않을 경우 어떠한 문제가 발생하는지 살펴보도록 하겠다.

$v_{di}$ 와  $v_{qi}$ 를 각각  $i$ 번째 CHB 모듈의  $d$ 축 전압과  $q$ 축 전압,  $i_d$ 와  $i_q$ 는 각각  $d$ 축 입력 전류와  $q$ 축 입력 전류라 했을 때,  $i$ 번째 CHB 모듈이 공급받는

전력  $P_{CHBi}$ 는 다음과 같다.

$$P_{CHBi} = \frac{v_{di}i_d + v_{qi}i_q}{2} \quad (i = 1 \dots n) \quad (4.1)$$

그리고  $V_{oi}$ 와  $I_{oi}$ 를 각각  $i$ 번째 CHB 모듈의 출력 전압과 출력 전류라 할 때 각 모듈의 부하가 소모하는 전력은 다음과 같다.

$$P_{oi} = V_{oi}I_{oi} \quad (i = 1 \dots n) \quad (4.2)$$

한편 식 (3.29)와 식 (3.30)을 참고할 때, 제안한 분산 제어 방법에 의해  $i_d$ 와  $i_q$ 는 다음과 같은 관계를 갖는다.

$$i_d = Ki_q \quad (4.3)$$

또한 회로에서 발생하는 손실이 없다고 가정할 때, 입력이 공급하는 전력과 출력이 전달 받는 총 전력은 다음과 같은 관계에 있다.

$$\frac{V_s i_q}{2} = \sum_{i=1}^n V_{oi} I_{oi} \quad (4.4)$$

각 모듈이 출력 전압이 기준 전압  $V_o$ 로 제어가 된다고 가정하고 식 (4.3)과 식 (4.4)를 식 (4.1)에 대입한 후, 역시 이상적으로 전력 변환 과정에서 손실이 없다고 가정하여 식 (4.1)이 식 (4.2) 같다고 할 때 식 (4.5)를 얻을 수 있다.

$$v_{di} = \frac{k_{CHB}}{K} I_{oi} + \frac{V_s}{K} \left( \frac{I_{oi}}{\sum_{i=1}^n I_{oi}} - \frac{1}{n} \right) \quad (4.5)$$



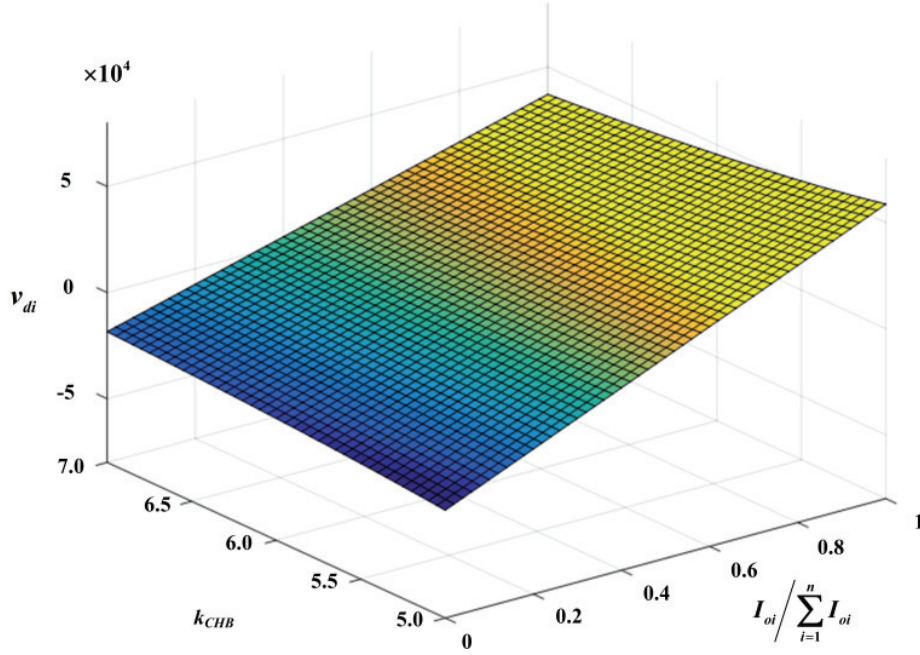


그림 4.1  $k_{CHB}$ 와 전력 분배에 따른  $v_{di}$

향후 분석 시 전개 편의를 위하여 식 (4.5)에서 다음의 변수  $\alpha$ 와  $\beta$ 를 정의하도록 한다.

$$\alpha = \frac{1}{K} \left( k_{CHB} + \frac{V_s}{\sum_{i=1}^n I_{oi}} \right) \quad (4.6)$$

$$\beta = -\frac{V_s}{nK} \quad (4.7)$$

표 3.1의 조건 하에서  $k_{CHB}$ 와 특정 모듈의 전력 분배 정도에 따른  $v_{di}$ 값을 그림 4.1에 보인다. 그림 4.1에 따르면  $k_{CHB}$ 값을 작게 설계하여 역률 성능을 높일수록, 부하 전류가 총 출력 전류의  $n$ 등분에서

떨어질수록  $v_{di}$  값이 커진다. 이때  $v_{di}$  값이 매우 커지게 되어 식 (4.8)을 만족하지 못하게 되면 PWM이 과변조 영역으로 들어가게 되어 전력 변환의 품질이 떨어지게 된다.

$$\sqrt{v_{di}^2 + v_{qi}^2} \leq V_{oi} \quad (4.8)$$

즉, 전력의 불균형이 전력 변환 품질의 저하를 야기할 수 있다. 또한 전력의 불균형이 심해지게 되면 과도하게 전력을 공급하는 모듈의 고장 확률이 증가하여 전체 시스템의 신뢰성이 떨어지게 된다. 따라서, DAB 컨버터간 전력 균등 분배를 위한 분산 제어가 필요하다.

## 4.2 DAB 컨버터

### 4.2.1 동작 원리

그림 4.2에 DAB 컨버터를 보인다.  $V_1$ 과  $V_2$ 는 각각 입력 직류 전압과 출력 직류 전압을,  $u_1$ 과  $u_2$ 는 각각 H-Bridge의 스위칭 함수에 의해 변압기 일차측과 이차측에 인가되는 전압을 나타낸다.  $i_1$ 과  $i_2$ 는 각각 입력 전류와 출력 전류이고,  $i_{DAB}$ 은 변압기 1차단 전류이다.  $C_1$ 과  $C_2$ 는 각각 입력 측과 출력 측 커패시터이다. 변압기는 1:N의 권선비를 갖는 이상적인 변압부와 직렬 연결된 인덕턴스( $L_{DAB}$ )로 구성되어 있다. 컨버터의 스위칭 주파수와 스위칭 주기는 각각  $f_{DAB}$ 와  $T_{DAB}$  라고 가정한다.

DAB 컨버터는 변압기 양단에 있는 두 H-Bridge를 변조하여 변압기와

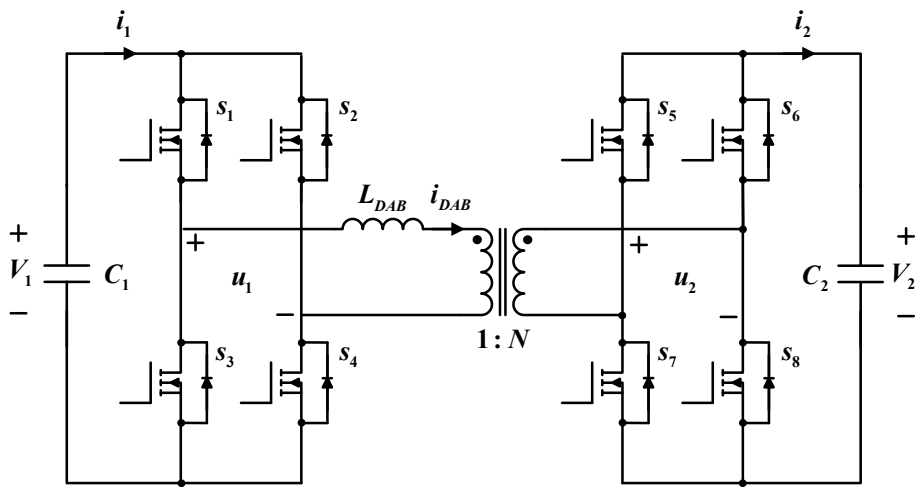


그림 4.2 DAB 컨버터

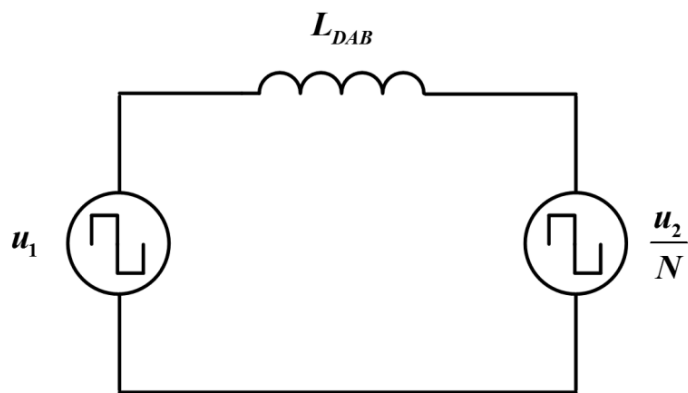
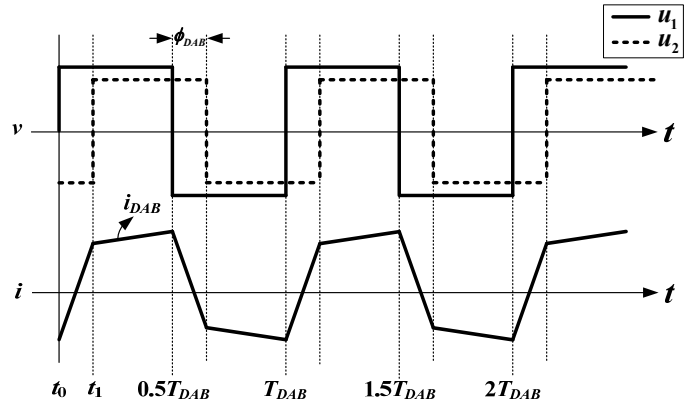
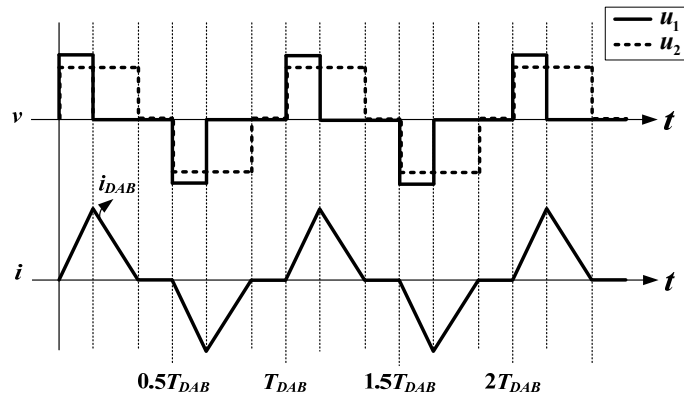


그림 4.3 DAB 컨버터의 등가 모델

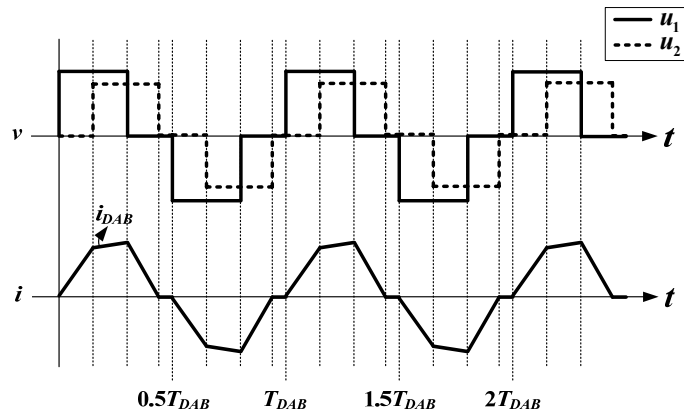
직렬로 연결된 인덕터를 통하여 전력을 전달한다. 따라서 그림 4.3와 같은 등가 모델로 표현할 수 있으며, 두 H-Bridge를 어떻게 변조하느냐에 따라 전력 전달 원리가 결정된다. 또한 변환 효율에 큰 영향을 미치는 영전압 스위칭(ZVS, Zero Voltage Switching) 특성 및 도통 전류 특성 역시 변조



(a) PSM 기법



(b) TRM 기법



(c) TZM 기법

그림 4.4 DAB 컨버터 변조 기법

기법에 의하여 좌우된다.

통상적으로 많이 사용되고 있는 DAB 컨버터 변조 방법으로는 위상 천이 변조(PSM, Phase Shift Modulation), 삼각 변조(TRM, Triangular Modulation), 사다리꼴 변조(TZM, Trapezoidal Modulation) 등을 들 수 있으며, 이들 변조 기법을 이용하였을 때 DAB 컨버터의 주요 전압 및 전류 파형을 그림 4.4에 도시하였다. 이 중 PSM 기법은 그 구현이 가장 간단하고, 입력 전압과 출력 전압의 비율이 1 근처일 때 성능이 훌륭하여, 많은 SST 관련 선행 연구들에서 제어 방법 검증에 사용된 바 있다[63, 64, 94]. 이에 본 논문에서도 구현의 편의를 위하여 PSM 기법을 선택하여 다중 모듈 DAB 컨버터의 분산 제어를 수행하도록 한다. 하지만 제안하는 분산 제어의 원리 상, 기타 변조 기법들에서도 제어 변수를 조절함에 따라 유사한 효과를 얻을 수 있음을 밝힌다.

#### 4.2.2 PSM 기법

PSM 기법은  $u_1$ 과  $u_2$ 를 시비율이 0.5인 사각 파형으로 구동한 뒤, 두 전압 파형 간의 위상 차이 ( $\phi_{DAB}$ ) 를 이용하여 전력을 전달하는 변조 기법이다. PSM 기법의 제어 자유도는 1이기 때문에 구현이 가장 간단하고, 컨버터의 제어가 용이하다. 또한 입력 전압과 출력 전압의 비율이 1일 때 넓은 영역에서 ZVS로 동작하여 높은 효율을 달성할 수 있다[114]. 그러나 다른 변조 기법에 비해 경부하에서 도통 손실이 크고, 입력 전압과 출력 전압의 비율이 1에서 멀어질수록 ZVS 동작을 하지 않게 되어 스위칭

손실이 커진다는 단점이 있다.

PSM 방식은 반 주기 동안 다음과 같은 두 개의 모드를 갖는다.

$$i_{DAB}(t) = i_{DAB}(t_0) + \frac{1}{L_{DAB}} \left( V_1 + \frac{V_2}{N} \right) (t - t_0) \quad t_0 \leq t \leq t_1 \quad (4.9)$$

$$i_{DAB}(t) = i_{DAB}(t_1) + \frac{1}{L_{DAB}} \left( V_1 - \frac{V_2}{N} \right) (t - t_1) \quad t_1 \leq t \leq 0.5T_s \quad (4.10)$$

정상 상태에서  $L$ 에 흐르는 전류의 평균치는 0이므로 식 (4.9)과 식 (4.10)은 다음과 같은 경계 조건을 만족해야 한다.

$$i_{DAB}(t_0) = -i_{DAB}(0.5T_s) \quad (4.11)$$

이를 종합하면 반주기 동안 입력 전류의 평균치는 다음과 같다.

$$\langle i_1 \rangle = \frac{2}{T_s} \int_0^{0.5T_s} i_{DAB}(t) dt = \frac{V_2}{2f_{DAB}L_{DAB}N} \frac{\phi_{DAB}}{\pi} \left( 1 - \frac{\phi_{DAB}}{\pi} \right) \quad (4.12)$$

이상적으로 컨버터의 손실이 없다고 가정하면, DAB 컨버터를 PSM 변조했을 시 평균 전달 전력을 식 (4.12)를 이용하여 다음과 같이 구할 수 있다.

$$P_{DAB} = \frac{V_1 V_2}{2f_{DAB}L_{DAB}N} \frac{\phi_{DAB}}{\pi} \left( 1 - \frac{\phi_{DAB}}{\pi} \right) \quad (4.13)$$

식 (4.13)로부터 입력 단과 출력 단의 직류 전압 크기, 스위칭 주파수, 변압기에 연결된 직렬 인덕턴스, 변압기의 권선비 및 H-Bridge 양단의 위상 차이에 의해 전력 전달 양이 전해진다는 사실을 알 수 있다. 위상 차이를 제외한 다른 인자들은 컨버터의 설계 시 정해지게 되므로 위상

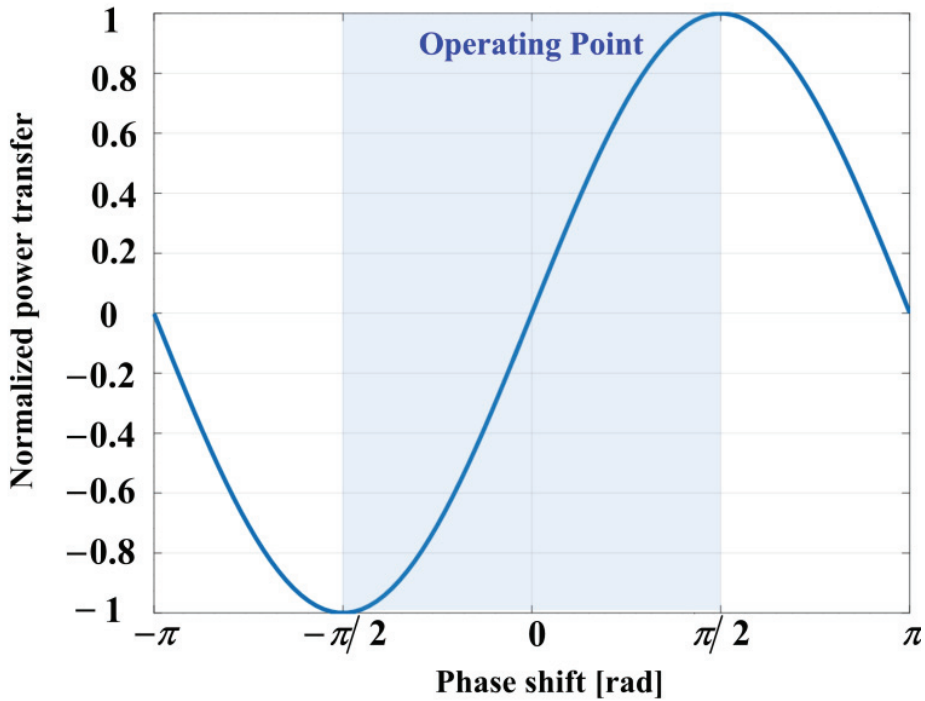


그림 4.5 PSM 방식 이용 시 DAB 컨버터의 전력 전달 특성

차이가 유일한 제어 요소이다.

그림 4.5는 식 (4.13)의 전력 전달 특성을 도시한 결과이다. 위상이 0보다 클 때는  $u_1$ 이  $u_2$ 에 비해 앞서게 되며, 전력이 입력 단에서 출력 단으로 전달된다. 반면 위상이 0보다 작을 때에는  $u_1$ 이  $u_2$ 에 비해 뒤처지게 되며, 전력 전달 방향이 반대가 된다. 한편 최대 전력 전달점은 위상 차이가  $\pm\pi/2$ 일 때이다. 최대 전력 전달점을 제외하면 임의의 전력량을 전달할 수 있는 해는 2개이다. 하지만 위상 차이가  $-\pi/2$ 보다 작거나  $\pi/2$ 보다 클 경우 전압과 전류간 위상 차가 불필요하게 커지게 되어 큰 순환전류가 발생한다. 따라서 PSM 기법에서는 통상  $-\pi/2$ 보다

크고  $\pi/2$  보다 작은 위상 차이를 통해 DAB 컨버터를 제어하게 된다.

### 4.3 제안한 분산 제어 방법

본 절에서는 다중 모듈 DAB 컨버터에 적용할 수 있는 새로운 분산 제어 방법을 제안하고 이에 대해서 분석한다.

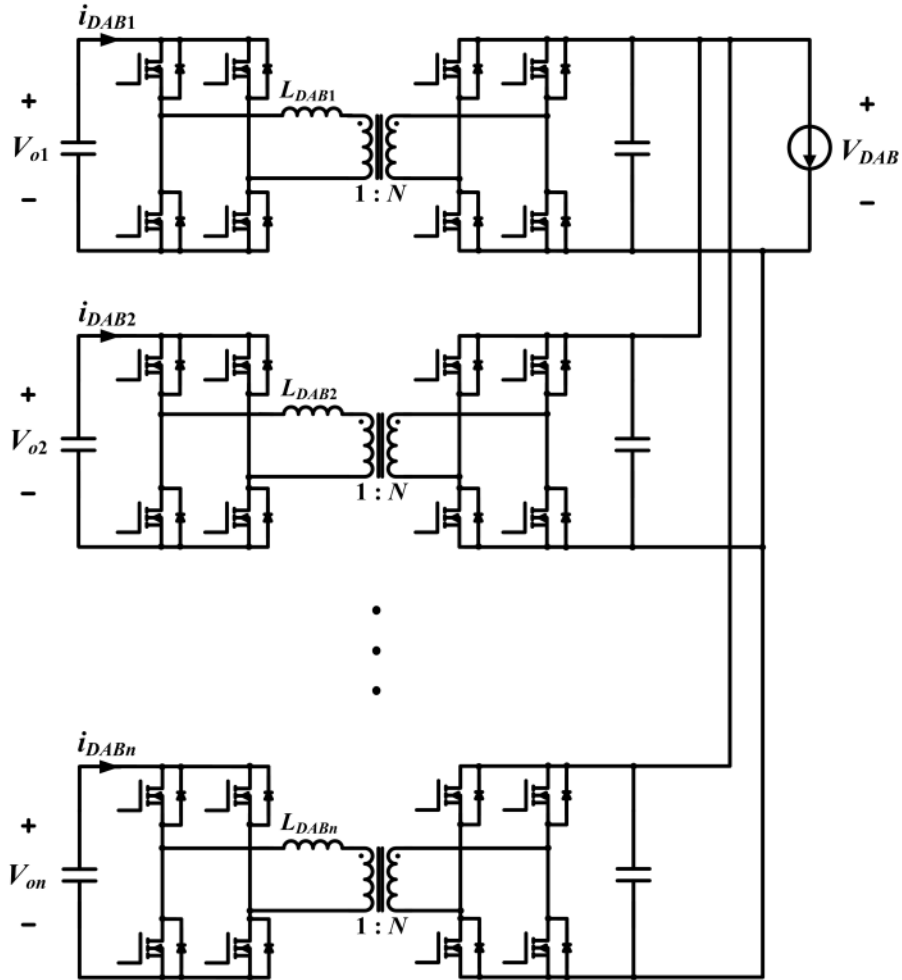


그림 4.6 다중 모듈 DAB 컨버터



### 4.3.1 다중 모듈 DAB 컨버터의 분산 제어 방법

그림 4.6에 다중 모듈 DAB 컨버터의 회로도를 보인다.  $V_{oi}(i=1\dots n)$ ,  $i_{DABi}(i=1\dots n)$ ,  $L_{DABi}(i=1\dots n)$ 는 각각  $i$ 번째 DAB 입력 전압, 입력 전류, 직렬 인덕턴스이다.

식 (4.5)에 의하면 CHB 컨버터의 제어 지령인  $v_{di}$ 에는 각 모듈의 출력 전류 정보뿐만 아니라 해당 모듈의 출력 전류가 전체 출력 전류에서 차지하는 비율 정보가 담겨있다. 따라서  $v_{di}$ 가 전력 균등 분배를 위한 제어에 사용될 수 있다.

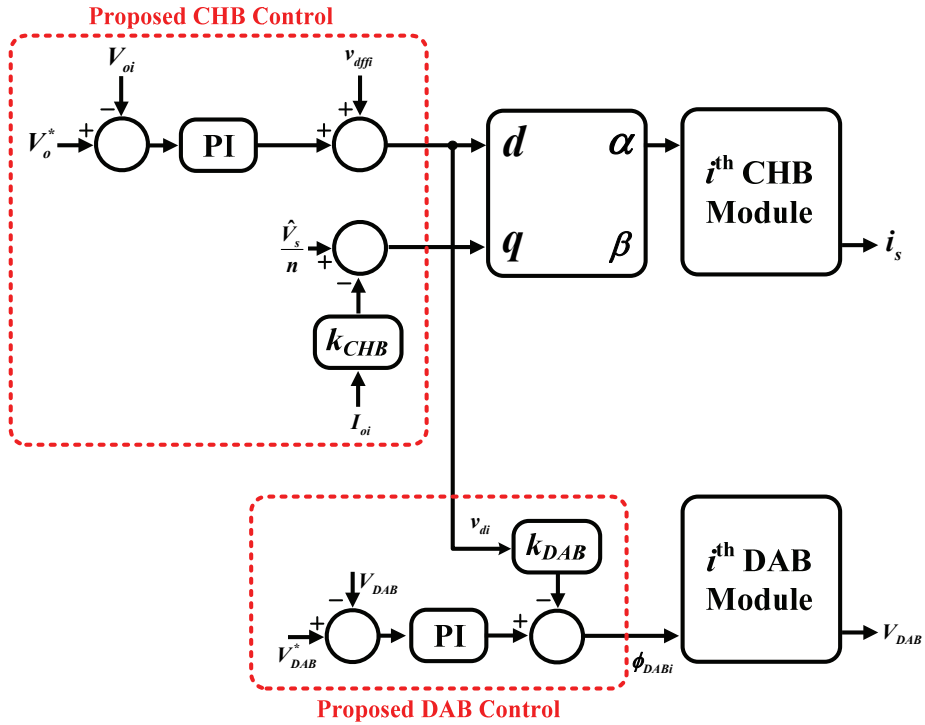


그림 4.7 제안하는 DAB 제어

제안하는 제어의 블록도를 그림 4.7에 보인다. DAB 컨버터의 출력 전압을 제어하기 위해 일반적으로 PI 제어를 이용한다. 이때 CHB 모듈의 제어 지령인  $v_{di}$ 에 비례 상수인  $k_{DAB}$ 를 곱하여 전력 균등 분배에 활용한다. 두 지령의 차이로 DAB 컨버터의 1차단과 2차단의 위상 차이인  $\phi_{DABi}$ 가 만들어진다.

### 4.3.2 제안한 방법의 성능 분석

제안한 방법을 적용하였을 때  $i$ 번째 DAB 모듈의 입력 전류  $i_{DABi}$ 는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$i_{DABi} = \frac{V_{DAB}}{2f_{DAB}L_{DABi}N} \frac{\phi_{DABi}}{\pi} \left( 1 - \frac{\phi_{DABi}}{\pi} \right) \quad (4.14)$$

이때 분석의 편의를 위하여 식 (4.14)에 대해 다음과 같이 변수  $\gamma_i$ 를 도입하도록 한다.

$$\gamma_i = \frac{V_{DAB}}{2f_{DAB}L_{DABi}N} \quad (4.15)$$

그러면 식 (4.14)를  $\phi_i$ 의 2차 방정식으로 풀어 다음과 같이 정리할 수 있다.

$$\phi_{DABi} = \frac{\pi \left( 1 - \sqrt{1 - 4i_{DABi}/\gamma_i} \right)}{2} \quad (4.16)$$

한편, 제안한 제어가 적용되면 다음 주기 DAB 컨버터 입력 전류  $i'_{DABi}$ 는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$i'_{DABi} = \gamma_i \left( \frac{\phi_{DABi}}{\pi} - k_{DAB} v_{di} \right) \left( 1 - \frac{\phi_{DABi}}{\pi} + k_{DAB} v_{di} \right) \quad (4.17)$$

앞서 구한 식 (4.5)와 식 (4.16)를 식 (4.17)에 대입하면 다음과 같다.

$$i'_{DABi} = i_{DABi} - \gamma_i \left( k_{DAB} (\alpha i_{DABi} + \beta) \sqrt{1 - \frac{4i_{DABi}}{\gamma_i} + k_{DAB}^2 (\alpha i_{DABi} + \beta)^2} \right) \quad (4.18)$$

이때 식 (4.19)의 조건을 만족한다면  $i_{DABi}$ 는 수렴하게 되고, 그 수렴 값은 식 (4.20)과 같다.

$$|k_{DAB} \alpha| < 1, \quad |k_{DAB} \beta| < 1 \quad (4.19)$$

표 4.1 전류 분배 특성을 확인하기 위해 설계된 시스템 변수

컨버터	항목	기호	값
CHB 컨버터	교류 입력 전압	$v_s$	7.2 kV (RMS)
	교류 입력 주파수	$f_{line}$	60 Hz
	입력 인덕턴스	$L$	100 mH
	인덕턴스 직렬 저항 성분	$R$	2 $\Omega$
	출력 전압	$V_{o1}, V_{o2}, V_{o3}$	4 kV
	피드포워드 계수	$k_{CHB}$	6
	스위칭 주파수	$f_{CHB}$	1 kHz
DAB 컨버터	변압기 권선비	$N$	0.1
		$L_{DAB1}$	105 mH
	변압기 직렬 인덕턴스	$L_{DAB2}$	100 mH
		$L_{DAB3}$	95 mH
	출력 커패시터	$C_{DAB1}, C_{DAB2}, C_{DAB3}$	1 mF
	출력 전압	$V_{DAB}$	400 V
	출력 전력	$P_{DAB}$	25 kVA
	스위칭 주파수	$f_{DAB}$	2 kHz

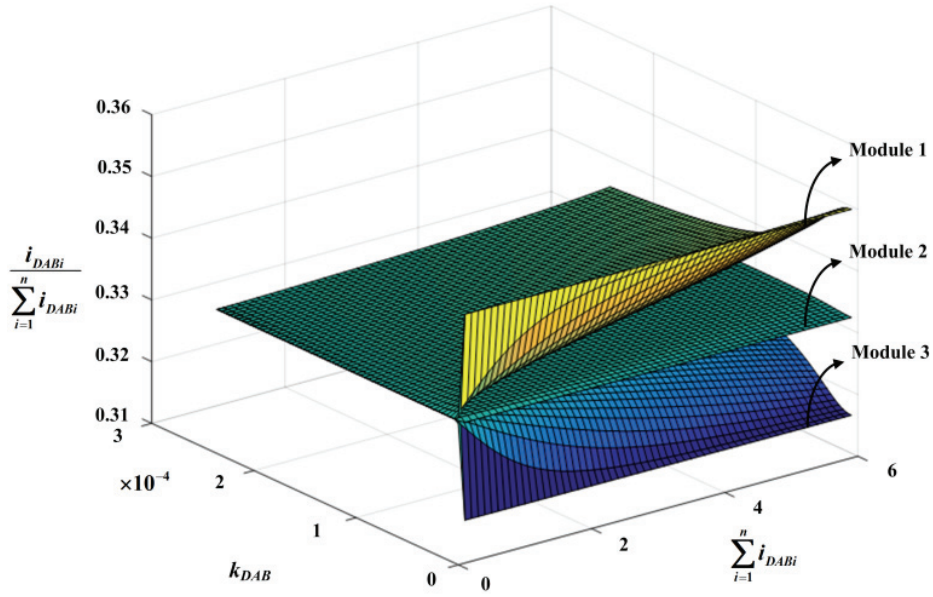


그림 4.8  $k_{DAB}$ 와  $\sum i_{DABi}$ 에 따른 전류 분배 변화

$$i_{DABi} = \frac{-\alpha\beta k_{DAB}^2 - \frac{2}{\gamma_i} + \sqrt{\left(\alpha\beta k_{DAB}^2 + \frac{2}{\gamma_i}\right)^2 - \alpha^2 k_{DAB}^2 (\beta^2 k_{DAB}^2 - 1)}}{\alpha^2 k_{DAB}^2} \quad (4.20)$$

제안한 방법의 전류 분배 특성을 확인하기 위하여 표 4.1의 시스템을 설계하였다. 표 4.1의 시스템 변수 하에  $k_{DAB}$ 와  $\sum i_{DABi}$ 를 각각 0에서  $3 \times 10^{-4}$ , 0에서 6까지 변화시키며 전류 분배 결과를 관찰하였다. 그 결과를 그림 4.8에 보인다. 그림 4.8에서 볼 수 있듯이  $k_{DAB}$ 가 증가할수록 전류 분배 특성이 개선된다. 한편 최대 부하 전류에서 전류 분배 특성이 제일 좋지 않으므로, 최대 부하 전류를 기준으로  $k_{DAB}$ 가 설계되어야 함을 알 수 있다.

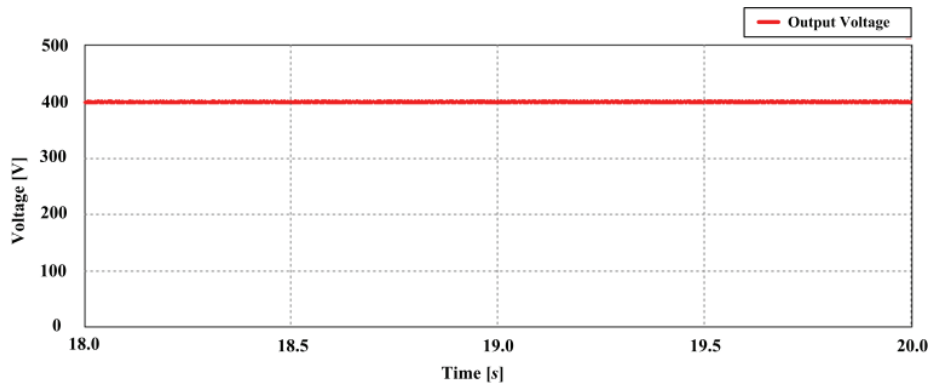
## 4.4 모의 실험 결과

제안한 분산 제어 기법 및 분석의 유효성을 검증하기 위하여 모의 실험 수행하였다. 3장에서와 마찬가지로 Powersim사의 시뮬레이션 프로그램인 PSIM을 이용하였으며, 모의 실험 수행 조건은 표 4.1과 같으며, 4.3.2의 내용에 따라  $k_{DAB}$ 를 설계하였다.

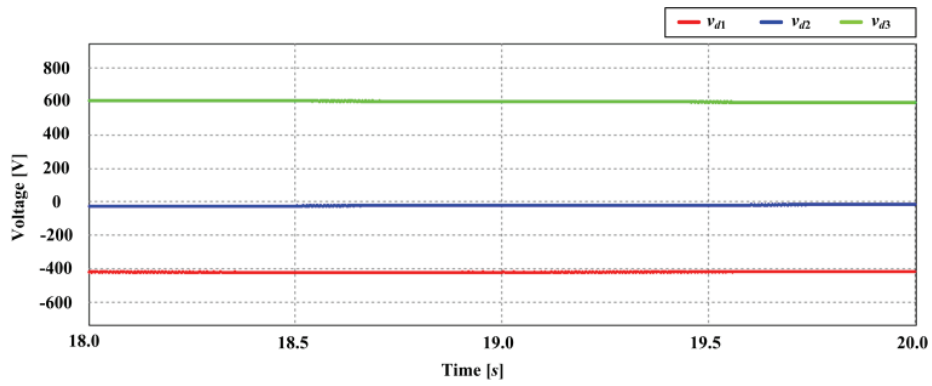
### 4.4.1 $k_{DAB}=2 \times 10^{-5}$ 인 경우

먼저  $k_{DAB}$ 가  $2 \times 10^{-5}$ 인 경우에 대해 모의 실험을 수행하였다. 3개 모듈의 직렬 인덕턴스는 각각  $L_{DAB1}=105\text{ mH}$ ,  $L_{DAB2}=100\text{ mH}$ ,  $L_{DAB3}=95\text{ mH}$ 로 가정하였다. 모의 실험 결과를 그림 4.9에 보인다.

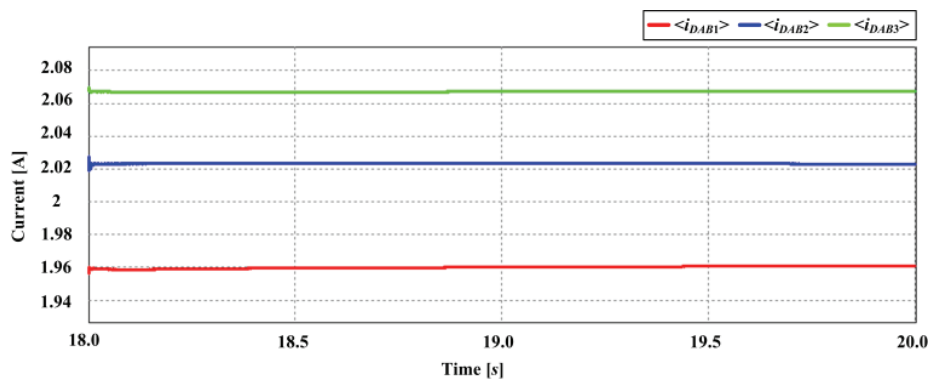
우선 그림 4.9(a)에서 볼 수 있듯이 DAB 컨버터의 출력 전압이 지령 전압인 400 V로 제어되고 있는 것을 확인할 수 있다. 다음으로 그림 4.9(b)에는 각 CHB 모듈의  $d$ 축 전압 제어 지령인  $v_d$ 를 보인다.  $v_{d1}$ ,  $v_{d2}$ ,  $v_{d3}$ 는 각각 -418 V, -17.3 V, 595 V로 관찰되는데, 이는 각 CHB 모듈의 부하단인 DAB 컨버터의 전력 균등 분배가 이루어지지 않았음을 의미한다. 그림 4.9(c)에는 각 DAB 모듈의 입력 전류 평균 값을 관찰한 결과  $\langle i_{DAB1} \rangle$ ,  $\langle i_{DAB2} \rangle$ ,  $\langle i_{DAB3} \rangle$ 는 각각 1.96 A, 2.02 A, 2.07 A로 직렬 인덕턴스 차이에 가까운 불균형을 보여주었다. 그림 4.8에서  $k_{DAB}$ 가  $2 \times 10^{-5}$ 인 경우에 전류 분배 특성을 그림 4.11(a)에 도시하였다.



(a) DAB 컨버터 출력 전압



(b) CHB 모듈의  $d$ 축 제어 지령



(c) DAB 모듈의 입력 전류 평균

그림 4.9  $k_{DAB} = 2 \times 10^{-5}$ 일 때의 모의 실험 결과

#### 4.4.2 $k_{DAB}=2 \times 10^{-4}$ 인 경우

다음으로  $k_{DAB}$ 가  $2 \times 10^{-4}$ 인 경우에 대해 모의 실험을 수행하여 제안한 방법의 효용을 검증하였다. 모의 실험 결과를 그림 4.10에 보인다.

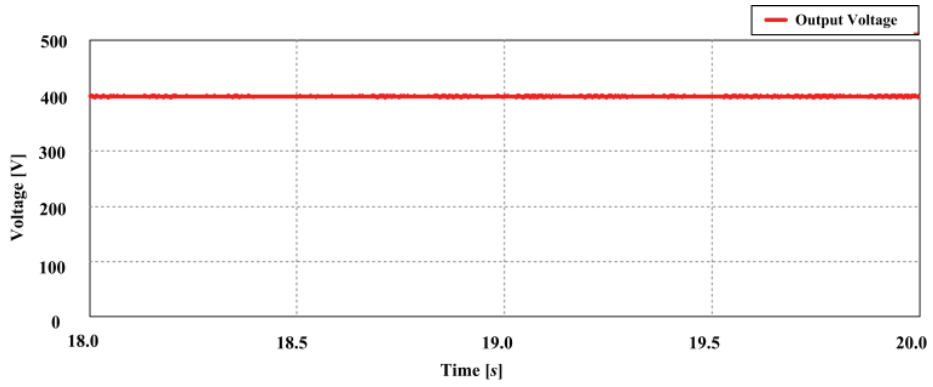
그림 4.10 (a)에서 볼 수 있듯이 DAB 컨버터의 출력 전압이 지령 전압인 400 V로 제어되고 있는 것을 확인할 수 있다.

다음으로 그림 4.10 (b)에는 각 CHB 모듈의  $d$ 축 전압 제어 지령인  $v_d$ 를 보인다.  $v_{d1}$ ,  $v_{d2}$ ,  $v_{d3}$ 는 각각 -56.6 V, 55.2 V, 158 V로 관찰되는데, 이는  $k_{DAB}$ 가  $2 \times 10^{-5}$ 인 경우에 비해 DAB 컨버터의 전력 불균형이 개선되었음을 의미한다. 각 DAB 모듈의 입력 전류 평균 값을 관찰한 결과  $\langle i_{DAB1} \rangle$ ,  $\langle i_{DAB2} \rangle$ ,  $\langle i_{DAB3} \rangle$ 는 각각 2.006 A, 2.016 A, 2.022 A였다. 그림 4.8에서  $k_{DAB}$ 가  $2 \times 10^{-4}$ 인 경우에 전류 분배 특성을 그림 4.11(b)에 도시하였다.

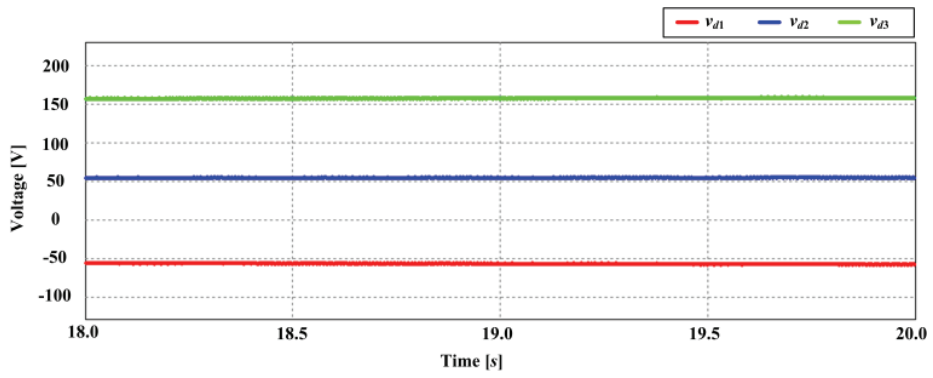
전류 크기가 중간 값을 가지는 모듈의 전류 값을 100%로 두었을 때,  $k_{DAB}$ 가  $2 \times 10^{-5}$  경우와  $k_{DAB}$ 가  $2 \times 10^{-4}$ 인 경우의 전류 불균형 상황을 표 4.2에 비교하였다. 이상으로 제안한 방법을 이용해 전류 분배 특성이 개선될 수 있음을 모의 실험을 통하여 검증하였다.

표 4.2 제안한 방법을 적용하기 전과 후의 전류 분배 특성 비교.

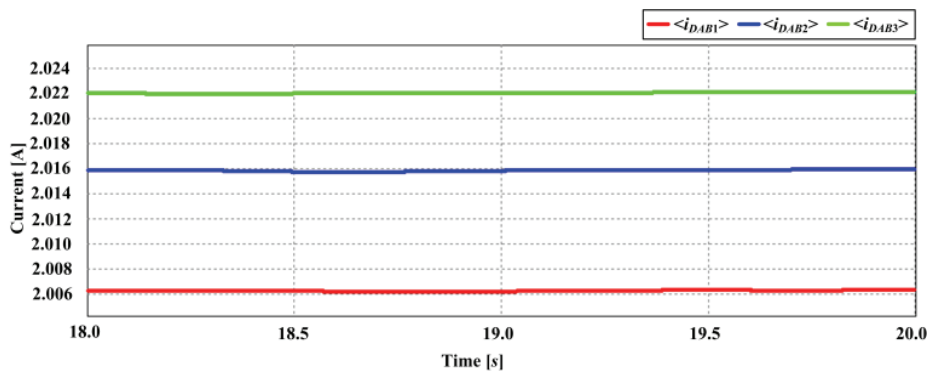
상태	$\langle i_{DAB1} \rangle$	$\langle i_{DAB2} \rangle$	$\langle i_{DAB3} \rangle$
$k_{DAB} = 2 \times 10^{-5}$	97.0 %	100 %	102.5 %
$k_{DAB} = 2 \times 10^{-4}$	99.5 %	100 %	100.3 %



(a) DAB 컨버터 출력 전압



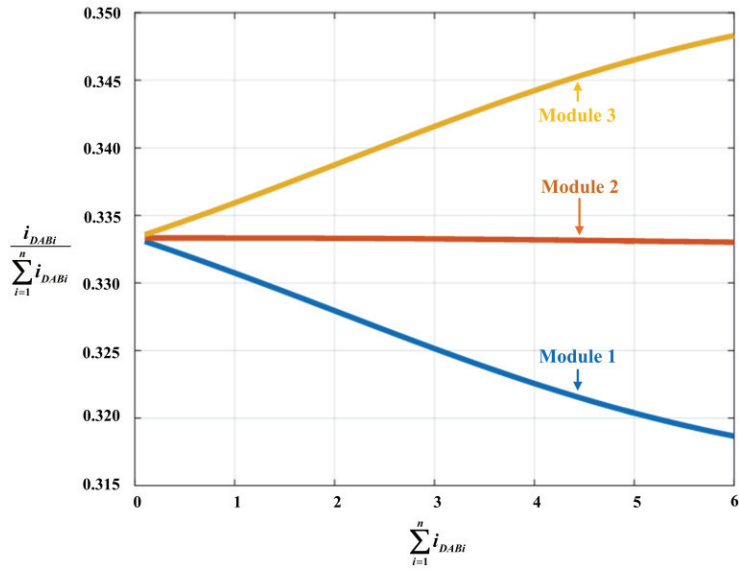
(b) CHB 모듈의  $d$ 축 제어 지령



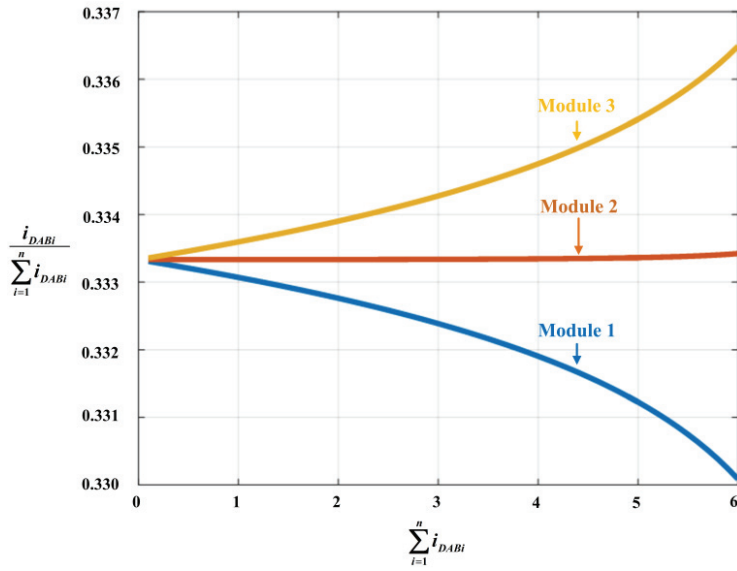
(c) DAB 모듈의 입력 전류 평균

그림 4.10  $k_{DAB}=2 \times 10^{-4}$ 일 때의 모의 실험 결과





(a)  $k_{DAB} = 2 \times 10^{-5}$



(b)  $k_{DAB} = 2 \times 10^{-4}$

그림 4.11 총 전류에 따른 전류 분배 변화

## 제 5 장 실험 및 결과

본 장에서는 제안한 제어 방법의 검증을 위하여 구축한 하드웨어 실험 세트와 실험 결과에 대해 서술하도록 한다.

### 5.1 시스템 구성

그림 5.1은 시스템의 구성을 보인다. CHB 컨버터와 DAB 컨버터가 전력단 단일 모듈을 구성하고 있으며, 총 3모듈이 입력 직렬, 출력 병렬의 형태로 연결되어 있다. 실험을 위하여 설계된 시스템 변수를 표 5.1에 정리하였다. 모의 실험에서는 MV에서 제안한 방법을 검증하였으나, 실제 MV를 다룰 수 없는 실험 환경 상 축소 실험을 통하여 그 유효성을

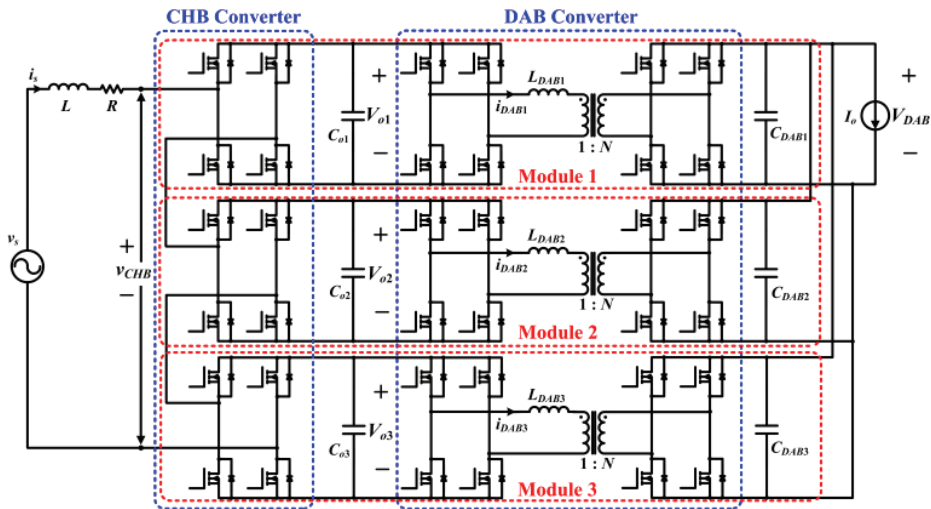


그림 5.1 시스템 구성

표 5.1 실험을 위해 설계된 시스템 변수

컨버터	항목	기호	값
CHB 컨버터	교류 입력 전압	$v_s$	110 V (RMS)
	교류 입력 주파수	$f_{line}$	60 Hz
	입력 인덕턴스	$L$	2.7 mH
	인덕턴스 직렬 저항 성분	$R$	$0.9 \Omega$
	출력 커패시터	$C_{o1}, C_{o2}, C_{o3}$	$680 \times 2 \mu F$
	출력 전압	$V_{o1}, V_{o2}, V_{o3}$	70 V
	스위칭 주파수	$f_{CHB}$	10 kHz
DAB 컨버터	변압기 권선비	$N$	1
	변압기 직렬 인덕턴스	$L_{DAB1}, L_{DAB2}, L_{DAB3}$	$350 \mu H$
	출력 커패시터	$C_{DAB1}, C_{DAB2}, C_{DAB3}$	$680 \mu F$
	출력 전압	$V_{DAB}$	70 V
	스위칭 주파수	$f_{DAB}$	10 kHz

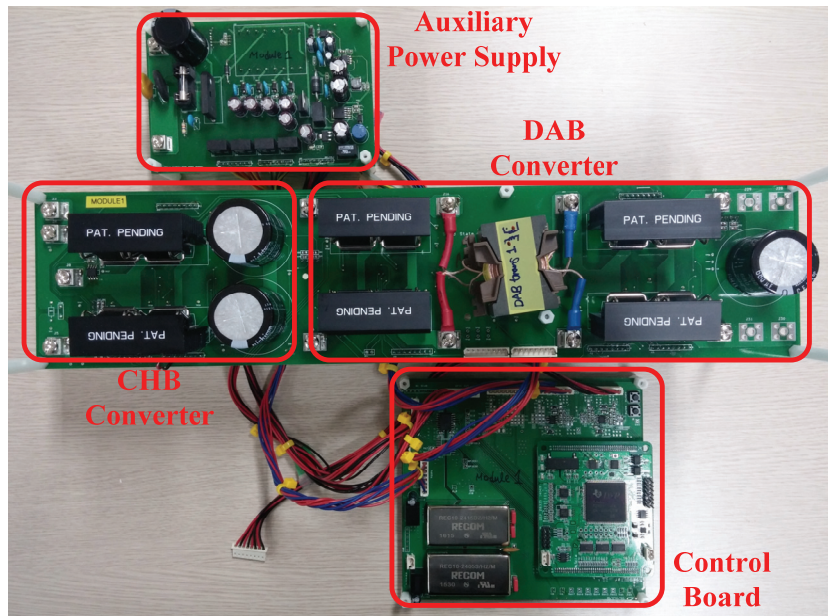


그림 5.2 단일 모듈의 구성

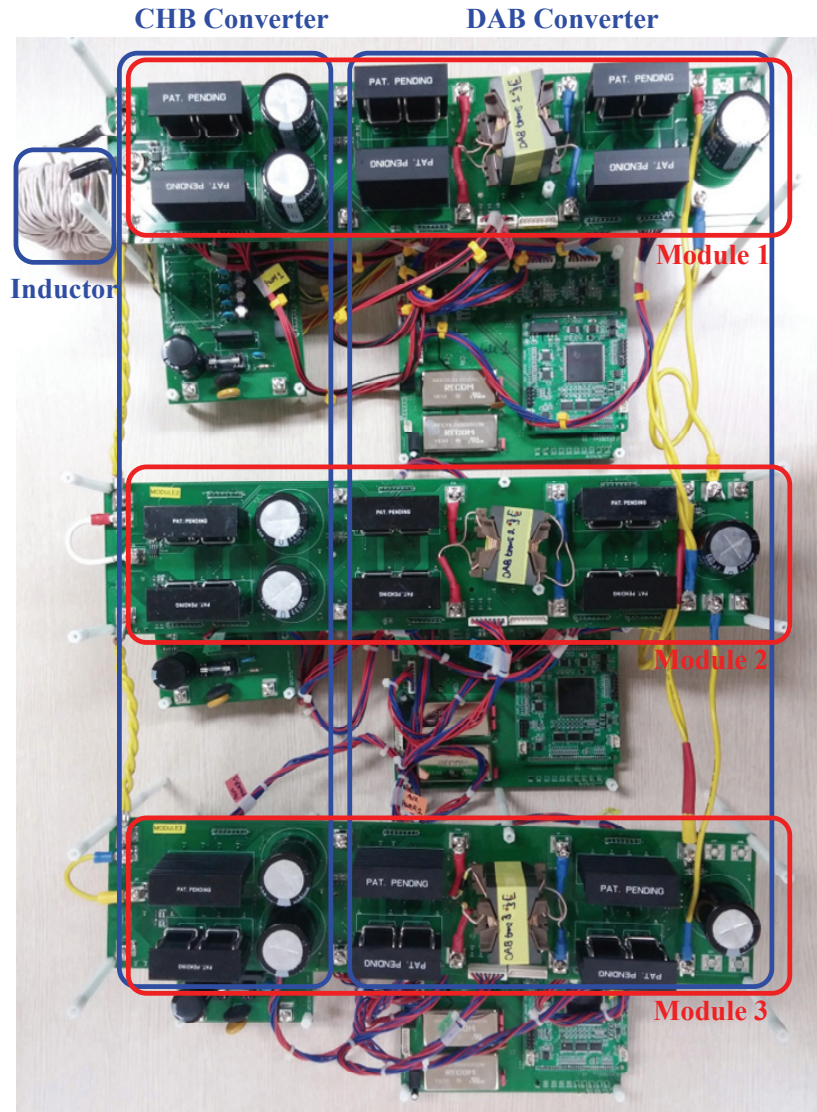


그림 5.3 실험 세트

검증하였음을 밝힌다. 설계 제원으로부터 제작된 단일 모듈 구성을 그림 5.2에 나타낸다. 단일 모듈은 전력단 회로에 덧붙여 IC 구동에 필요한 전원을 공급하는 보조 전원 회로, 센싱과 제어를 담당하고 있는 제어부

등으로 이루어져 있다. 모든 제어는 TI사의 DSP(Digital Signal Processor)인 TMS320F28335를 이용하여 디지털로 구현되었으며, 이를 이용해 모듈간 동기화에 필요한 정보를 CAN 통신으로 주고 받을 수 있다. 실험에 사용된 모든 스위치는 ST 사의 MOSFET인 STW18N60DM2( $R_{ds(on)} = 260\text{m}\Omega$ )이다. 3개 모듈을 입력 직렬, 출력 병렬 연결해 완성된 실험 세트를 그림 5.3에 나타내었다. 제안한 방법은 모듈 간에 제어 지령 공유가 필요하지 않기 때문에, 중앙 제어기가 담당하는 역할이 전체 시스템 운영 지침 전달 및 모듈 고장 정보 관장 등의 보조 기능들로 축소될 수 있음을 언급한 바 있다. 본 논문에서는 모듈화된 제어의 특징을 강조하기 위하여 중앙제어기가 없이 실험을 수행하였다.

## 5.2 제안한 방법의 설계

3장과 4장에서 분석한 내용에 근거하여  $k_{CHB}$ 와  $k_{DAB}$ 의 설계 방법을 서술 하도록 한다.

- 1) 시스템 설계 사양으로부터 다음 식을 이용해 과변조 영역에서 동작하지 않을 수 있는  $v_{di}$ 의 최댓값인  $v_{di(max)}$ 를 구한다.

$$v_{di(max)} = \sqrt{V_{oi}^2 - v_{qi}^2} \quad (5.1)$$

- 2) 허용 가능한 전력 불균형으로부터  $i_{DABi}/\Sigma i_{DABi}$ 를 설정한다.

3) 1), 2)에서 구한 값이 다음 식을 만족하는 피드포워드 계수  $k_{CHB}$ 를 정한다.

$$v_{dimax} \geq \frac{k_{CHB}}{K} i_{DABi} + \frac{V_s}{K} \left( \frac{i_{DABi}}{\sum_{i=1}^n i_{DABi}} - \frac{1}{n} \right) \quad (5.2)$$

한편, 3장의 내용에 따라  $K$ 는 다음과 같이 정의한다.

$$K = \left( \frac{k_{CHB} V_s}{2\omega L V_o} - \frac{R}{\omega L} \right) \quad (5.3)$$

4)  $L_{DABi}$ 의 공차로부터 식 (5.4)을 이용해 그림 4.8과 같이  $k_{DAB}$ 와  $\Sigma i_{DABi}$ 에 따른 전류 분배 변화를 계산한다.

$$i_{DABi} = \frac{-\alpha \beta k_{DAB}^2 - \frac{2}{\gamma_i} + \sqrt{\left( \alpha \beta k_{DAB}^2 + \frac{2}{\gamma_i} \right)^2 - \alpha^2 k_{DAB}^2 (\beta^2 k_{DAB}^2 - 1)}}{\alpha^2 k_{DAB}^2} \quad (5.4)$$

한편, 4장의 내용에 따라 식 (5.4)를 계산하는데 필요한  $\alpha$ ,  $\beta$ ,  $\gamma$ 를 다음과 같이 정의한다.

$$\alpha = \frac{1}{K} \left( k_{CHB} + \frac{V_s}{\sum_{i=1}^n i_{DABi}} \right) \quad (5.5)$$

$$\beta = -\frac{V_s}{nK} \quad (5.6)$$

$$\gamma_i = \frac{V_{DAB}}{2f_{DAB}L_{DABi}N} \quad (5.7)$$

5) 4)에서 계산한 전류 분배 정보로부터 2)에서 정한 값을 만족하도록 하는  $k_{DAB}$  값을 정한다.

6) 5)에서 정한  $k_{DAB}$  값이 식 (5.8)을 만족하는지 확인한다. 만족하지 않는다면 만족하도록  $k_{DAB}$  값을 수정한다.

$$|k_{DAB}\alpha| < 1, |k_{DAB}\beta| < 1 \quad (5.8)$$

## 5.3 실험 결과

### 5.3.1 PLL 동작 확인

CHB 컨버터는 계통 연계 컨버터이므로 각 모듈은 교류 입력 전압의 크기 및 위상각 정보를 공통적으로 필요로 한다. 따라서 PLL을 이용해 교류 입력 전압의 올바른 추정 전압과 추정 위상각을 얻을 수 있어야 한다. 기존에 분산 제어에 적합한 많은 PLL 기법들이 보고된 바 있다[35, 115-117]. 본 논문에서는 구현의 용이성 및 CAN 통신량 최소화 등을 이유로 그림 5.4와 같이 분압된 입력 전압을 통하여 각 모듈이 독립적으로 위상을 추정하는 직접 검출 PLL 방식을 이용하였다.

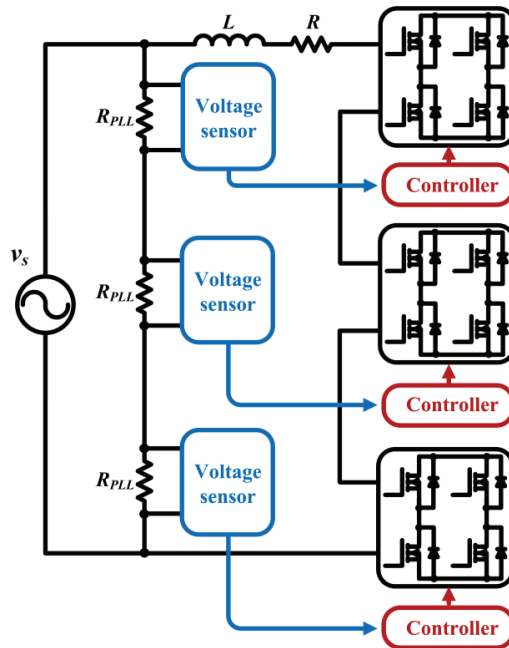


그림 5.4 분압된 입력 전압을 이용한 PLL

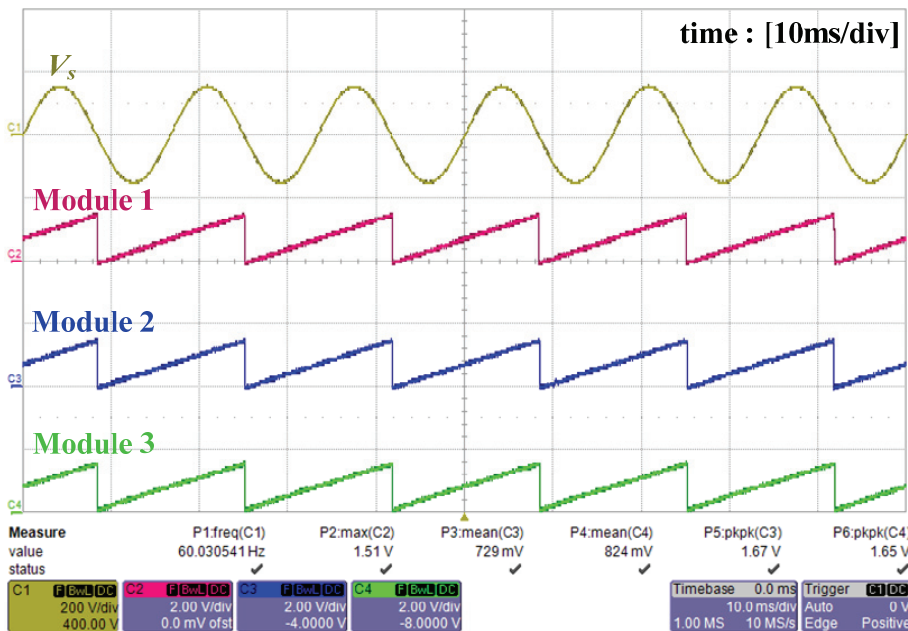


그림 5.5 입력 전압과 추정 위상각



그림 5.5는 교류 입력 전압과 각 모듈의 추정 위상각을 보인다. 각 모듈이 독립적으로 교류 입력 전압의 위상각을 잘 추정하고 있음을 확인할 수 있다. 추정된 위상각들은 해당 모듈 제어 시 필요한  $dq$  변환에 사용되게 된다.

### 5.3.2 CAN 통신 동작 확인

CHB의 멀티 레벨 이점을 살리기 위해 PWM 동기화 및 적절한 위상 천이이 필요하다는 사실을 앞선 3장에서 언급한 바 있다. 본 논문에서는 멀티 마스터 동작으로 신뢰성이 높고, 통신의 물리적 환경이 간소하여 백업 시스템의 구축이 용이한 CAN 통신을 이용하여 PWM 동기화 및 위상 천이를 수행하였다.

CAN 통신 규격 상 아무런 정보를 담고 있지 않은 메시지는 44bit의 크기를 가진다. 따라서 44bit를 전달하는데 발생하는 통신 지연 시간과 메시지 도착 시간 정보(time-stamp)로부터 PWM 동기화가 가능하다. 표 5.1에 따라 실험에 사용될 컨버터들의 스위칭 주기는  $100\ \mu\text{s}$ 이므로, 44bit로 인해 발생하는 통신 지연 시간은  $100\ \mu\text{s}$  보다 작아야 한다. 따라서 통신 속도를 1 Mb/s로 설정해주어 메시지 규격으로 인해 발생하는 통신 지연 시간이  $44\ \mu\text{s}$ 가 되도록 하였다. 통신은 그림 3.31과 같이 이루어졌으며, 각 모듈은 스위칭 주기 10번마다 한 번씩 통신 신호를 발생시키도록 하였다.

그림 5.6은 CAN 통신을 이용한 PWM 동기화의 결과를 보인다. 각 펄스(Pulse) 파형은 해당 모듈 톱니파(sawtooth) 신호의 최솟값 시점을 의미한다.

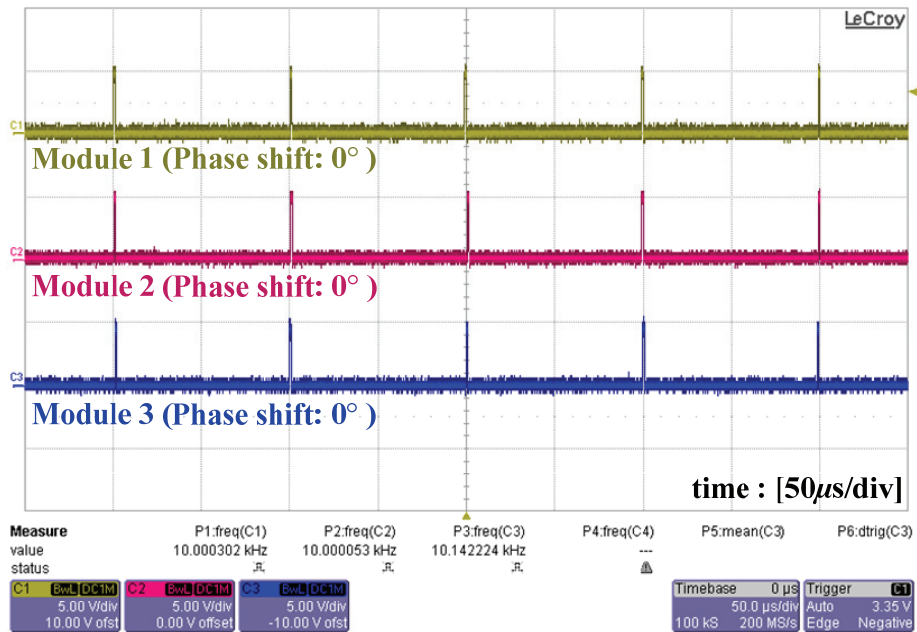


그림 5.6 CAN 통신을 통한 PWM 동기화 (위상 차이가 없음)

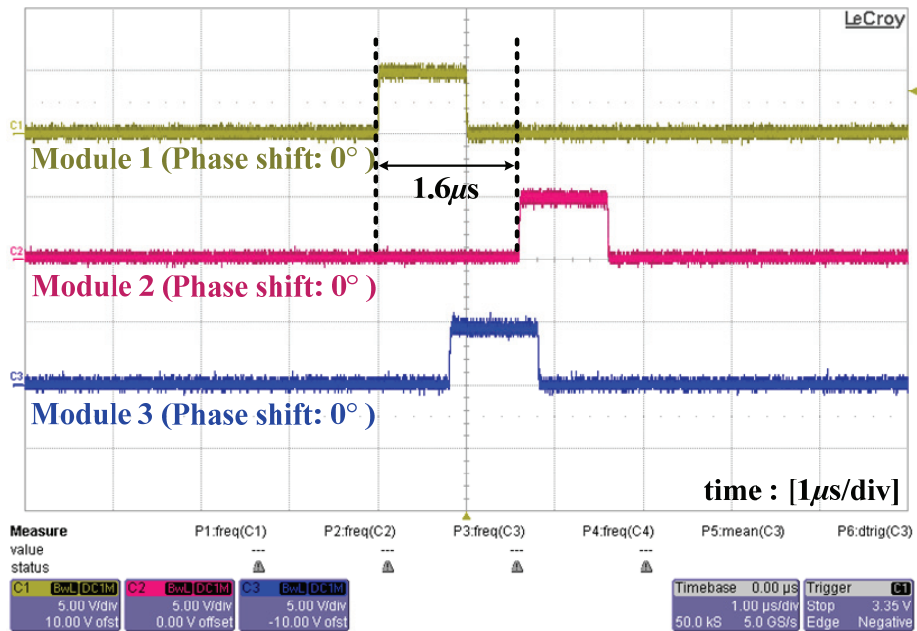


그림 5.7 CAN 통신 지터 발생

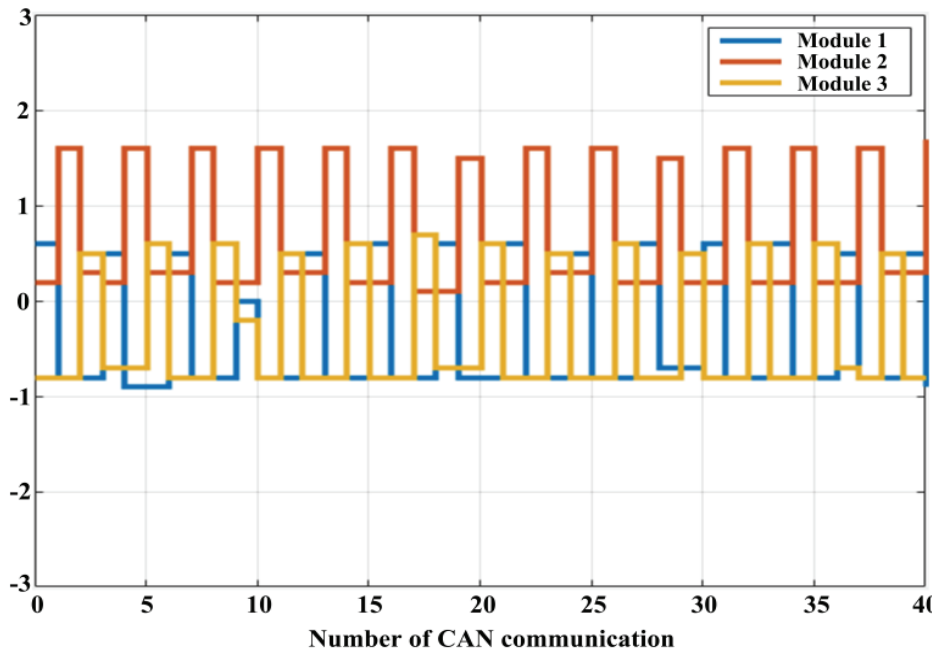


그림 5.8 CAN 통신 지터에 의한 동기화 신호 에러

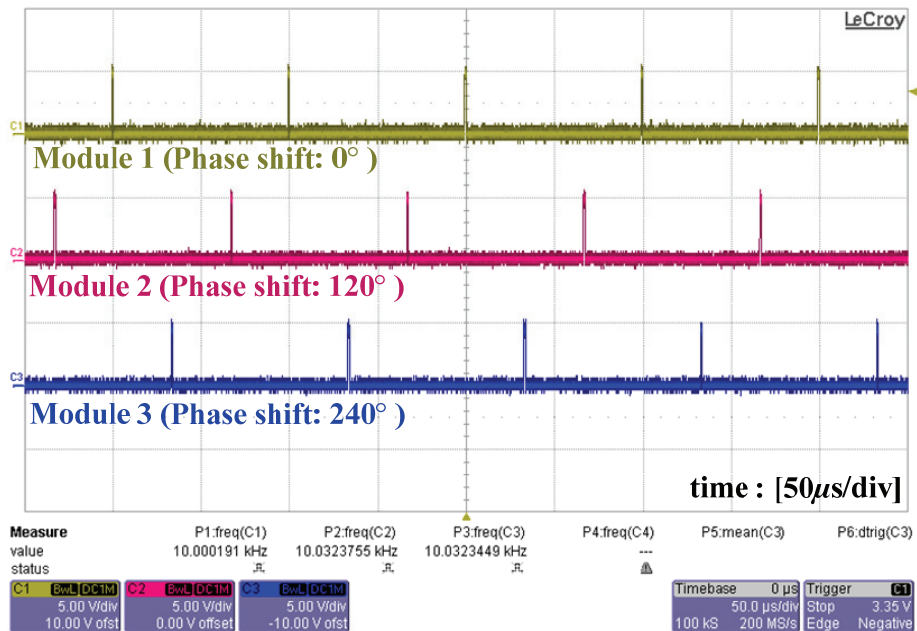


그림 5.9 CAN 통신을 통한 PWM 동기화 (위상 차이가 있음)

이로부터 각 모듈간 PWM 동기화가 잘 이루어져 있음을 확인할 수 있다. 단, 그림 5.6의 파형을 확대하였을 때 그림 5.7에서와 같이 CAN 통신에 의한 지터를 관찰할 수 있다.

지터가 PWM 동기화에 미치는 영향을 파악하기 위하여 CAN 통신이 40번 발생할 동안 지터에 의해 발생하는 동기호 신호 에러를 관측하였다. 그 결과를 그림 5.8에 보인다. 관측된 에러의 최댓값은 약  $1.6\ \mu\text{s}$ 로, 스위칭 주기인  $100\ \mu\text{s}$ 에 비해 매우 작았다. 따라서 지터가 PWM 동기화에 미치는 영향이 크지 않음을 알 수 있다. 그림 5.9은 동기화 신호로부터 모듈 2와 모듈 3에 각각  $120^\circ$ 와  $240^\circ$ 의 위상 천이를 준 결과를 보인다. 이상의 결과로부터 CAN 통신으로 3모듈을 구동하는데 필요한 PWM 동기화를 제공할 수 있음을 확인할 수 있다.

### 5.3.3 CHB 컨버터의 분산 제어 실험 결과

간접 전류 제어를 이용한 CHB 컨버터의 분산 제어 방법을 실험을 통해 검증하였다. 간접 전류 제어를 위한 피드포워드 계수  $k_{CHB}$ 를 2.9로 설계하였다. 전압제어기의 비례 이득  $K_p$ 와 적분 이득  $K_i$ 는 각각 0.15와 2.5로 설계하였다. 각 CHB 모듈의 부하는 피드백 계수  $k_{DAB}$ 를 0.05로 가지는 다중 모듈 DAB 컨버터로 구현되었으며, 실험의 전체 부하 조건은 300 W이다.

그림 5.10은 제안한 방법을 적용하였을 때 정상 상태에서 입력 전압( $v_s$ ) 및 각 CHB 모듈의 직류 출력 전압( $V_{o1}, V_{o2}, V_{o3}$ )을 도시한 결과이다.  $V_{o1}, V_{o2}, V_{o3}$ 는 각각 69.94 V, 70.95 V, 68.9 V로 측정되어, 표 5.1의 기준 전압으로 잘

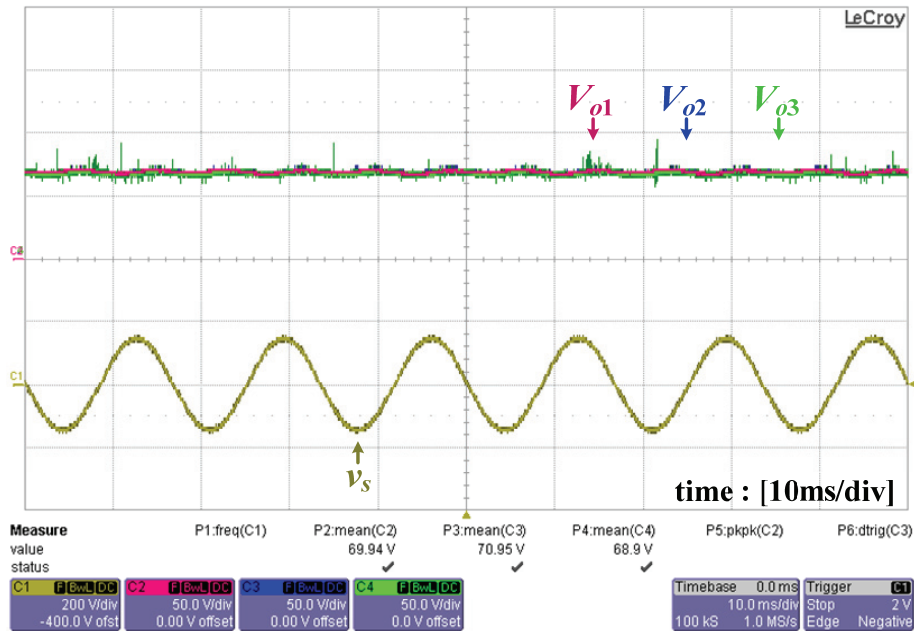


그림 5.10 제안한 방법을 적용하였을 때 CHB 컨버터의 출력 전압

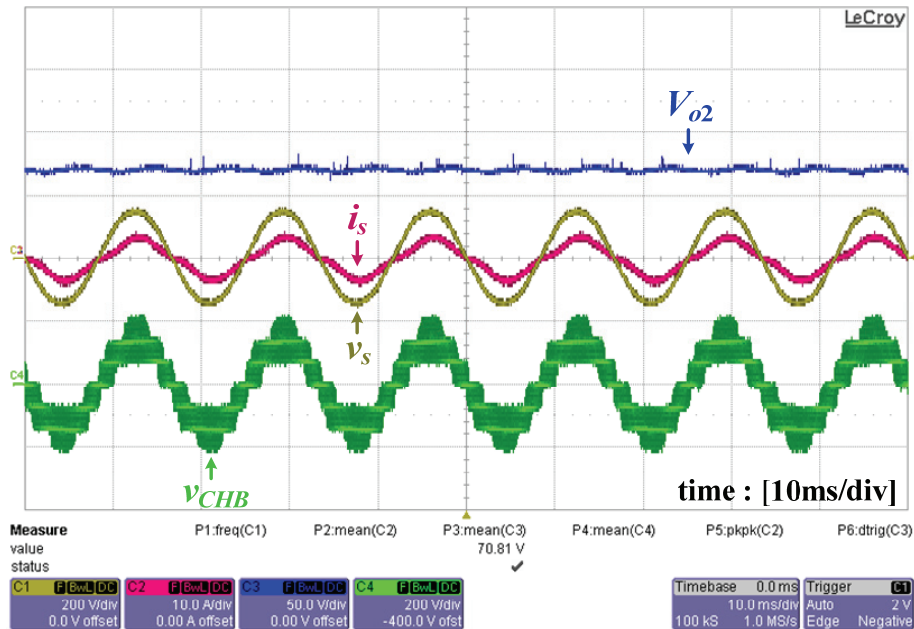


그림 5.11 제안한 방법을 적용하였을 때 입력 전압과 입력 전류

제어되고 있음을 확인할 수 있다.

그림 5.11은 제안한 방법을 적용하였을 때 입력 전압( $v_s$ ), 입력 전류( $i_s$ ), CHB 컨버터 합성 전압( $v_{CHB}$ ) 및 모듈 2의 출력 전압( $V_{o2}$ )을 보인다. 우선  $v_{CHB}$ 로부터 3개의 모듈로부터 7개의 레벨을 가지는 교류 전압이 합성되고 있음을 확인할 수 있다. 그림 5.11의 PF를 Yokogawa사의 디지털 전력 계측기인 WT210로 측정한 결과는 0.9792이다.

이상으로부터  $q$ 축 피드포워드 입력 전압을 통해 입력 전류가 형성되는 것을 확인하였다. 1이 아닌 PF를 이용해 제어 지령 공유 없이 3개 모듈이 독립적으로 각각의 출력 전압을 기준 전압으로 잘 제어할 수 있음을 확인하였다.

### 5.3.4 다중 모듈 DAB 컨버터의 분산 제어 실험 결과

#### 5.3.4.1 DAB 컨버터의 전류 분배

CHB 컨버터의  $d$ 축 제어 지령인  $v_{dCHB}$ 를 이용한 다중 모듈 DAB 컨버터의 분산 제어 방법을 실험을 통해 검증하였다. 각 모듈 DAB 변압기에 연결된 직렬 인덕턴스  $L_{DAB1}, L_{DAB2}, L_{DAB3}$ 의 측정 값은 각각  $352\mu\text{H}$ ,  $346\mu\text{H}$ ,  $338\mu\text{H}$ 이다. 실험의 부하 조건은  $300\text{W}$ 이다.

먼저 그림 5.12는  $v_{dCHB}$ 의 피드백 계수  $k_{DAB}$ 를 0.01으로 설계하고 실험을 통해 얻은 결과이다. 각 DAB 변압기 1차단에 흐르는 전류( $i_{DAB1}, i_{DAB2}, i_{DAB3}$ )를 도시하였다. DAB 변압기에 연결된 직렬 인덕턴스의 공차로 인해 모듈 간 전력 균등 분배가 이루어지고 있지 않아 상대적으로 모듈 2와 모듈 3

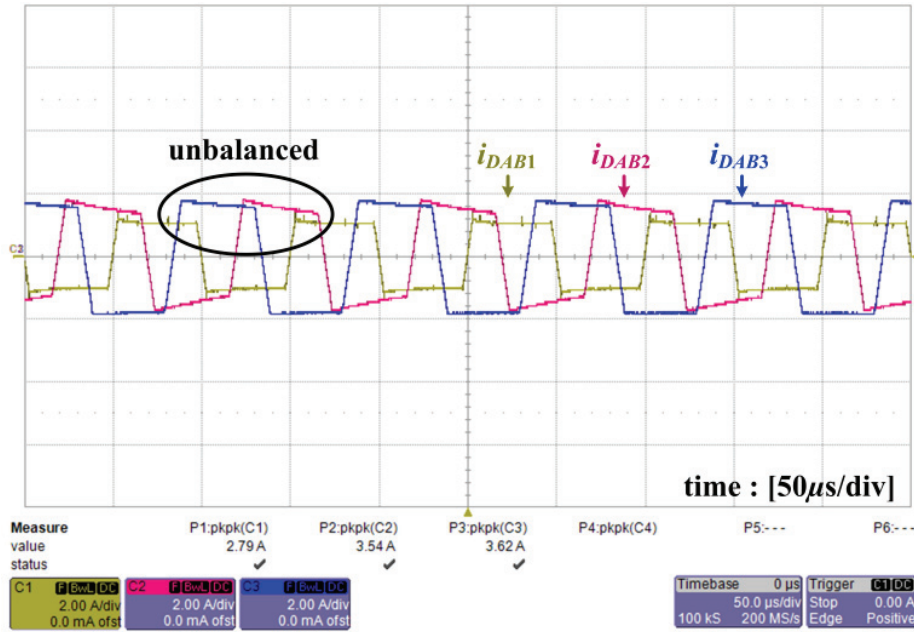


그림 5.12 제안한 방법을 적용하였을 때 DAB 컨버터 전류 ( $k_{DAB}=0.01$ )

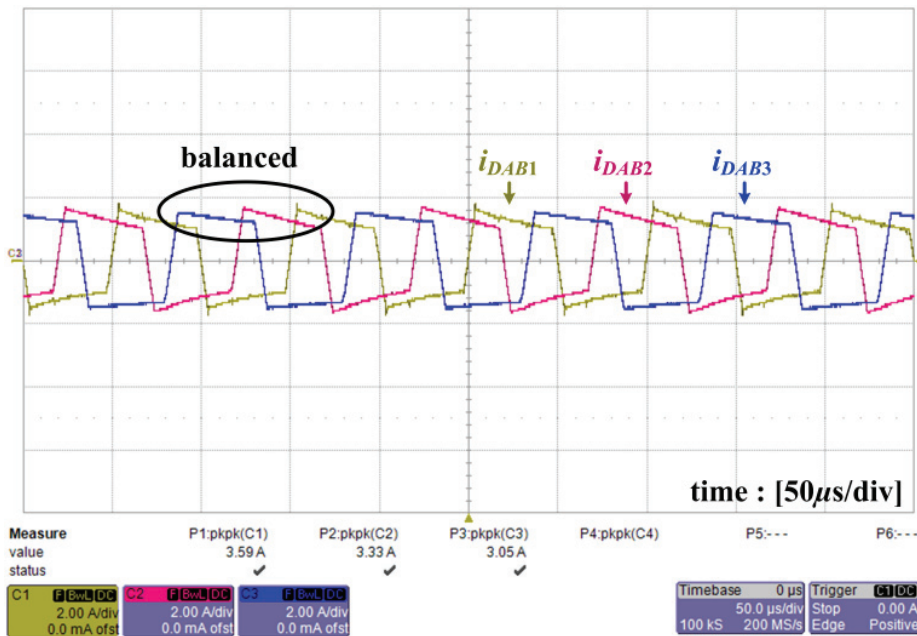


그림 5.13 제안한 방법을 적용하였을 때 DAB 컨버터 전류 ( $k_{DAB}=0.05$ )

으로 전류가 흘러있음을 확인할 수 있다.

다음으로 그림 5.13은  $v_{dCHB}$ 의 피드백 계수  $k_{DAB}$ 를 0.05로 설계했을 때의 결과를 보인다. 직렬 인덕턴스의 공차에도 불구하고 모듈 간 전력 불균형이 크게 개선되었음을 확인할 수 있다.

이상으로부터 제안한 방법이 CHB 컨버터와 DAB 컨버터의 전력 전달 원리를 이용해 제어 지령 공유 없이 모듈 간 전력 균형을 달성할 수 있음을 확인하였다.

#### 5.3.4.2 DAB 컨버터의 전류 분배에 따른 CHB 제어 특성

그림 5.14는  $v_{dCHB}$ 의 피드백 계수  $k_{DAB}$ 를 0.01으로 설계하여 DAB 컨버터 단에서 부하 불균형이 나타나도록 한 경우의 CHB 단의 실험 결과이다. DSP의 DAC(Digital-Analog Converter)를 이용해  $d$ 축 전압 제어 지령인  $v_{d1}$ ,  $v_{d2}$ ,  $v_{d3}$ 의 1/10에 해당하는 값을 나타내었다.  $0.1v_{d1}$ ,  $0.1v_{d2}$ ,  $0.1v_{d3}$ 의 측정 값은 각각 -3.038 V, 63 mV, 1.743 V로 부하 불균형을  $d$ 축 상의 전압 제어로 극복하고 있음을 알 수 있다. 같은 조건하에서 각 CHB 모듈 출력 전압의 교류 성분( $v_{o1}$ ,  $v_{o2}$ ,  $v_{o3}$ )을 그림 5.15에 도시하였다.  $v_{o1}$ 가 가장 앞선 위상을,  $v_{o3}$ 가 가장 뒤쳐진 위상을 보이는데 이는 그림 5.14의 실험 결과와 일치한다.

그림 5.16는  $v_{dCHB}$ 의 피드백 계수  $k_{DAB}$ 를 0.05으로 설계하여 DAB 컨버터 단에서 부하 균형을 이룬 경우의 실험 결과이다. 마찬가지로  $d$ 축 전압 제어 지령인  $v_{d1}$ ,  $v_{d2}$ ,  $v_{d3}$ 의 1/10에 해당하는 값을 나타내었다.  $0.1v_{d1}$ ,  $0.1v_{d2}$ ,  $0.1v_{d3}$ 의 측정 값은 각각 -689 mV, 41 mV, 253 mV로  $k_{DAB}$ 가 0.01인 경우에 비해 부하 불균형이 크게 개선되었음을 알 수 있다. 동일 조건 하에서 관측된  $v_{o1}$ ,



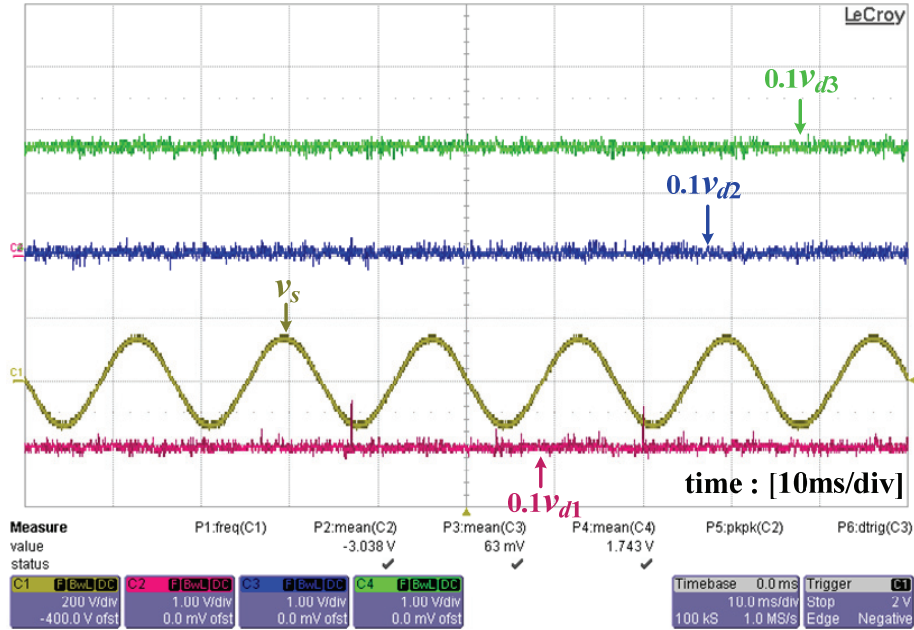


그림 5.14 부하 불균형 상황에서  $d$ 축 전압 제어 지령 ( $k_{DAB}=0.01$ )

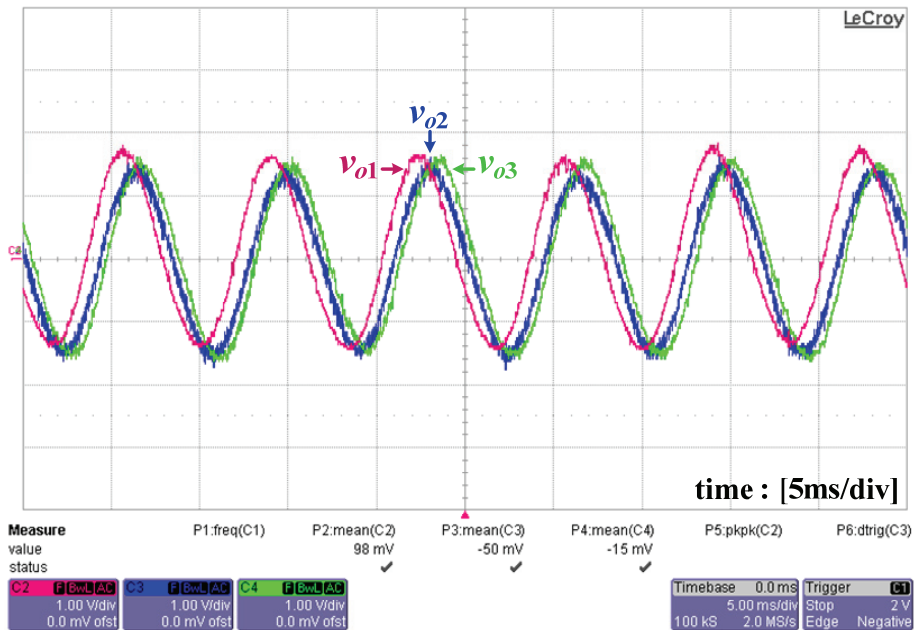


그림 5.15 부하 불균형 상황에서 출력 전압 교류 성분 ( $k_{DAB}=0.01$ )

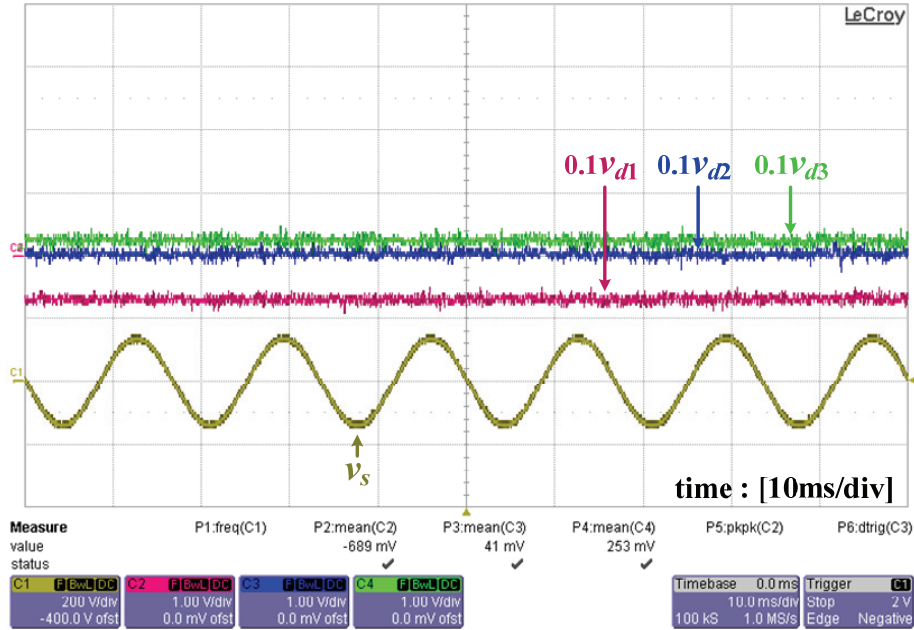


그림 5.16 부하 균형 상황에서  $d$ 축 전압 제어 지령 ( $k_{DAB} = 0.05$ )

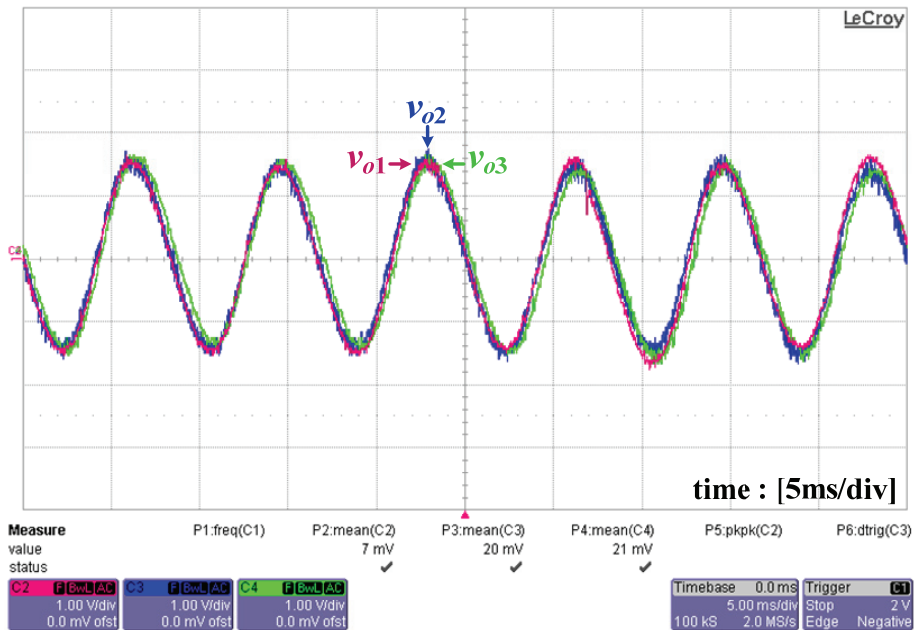


그림 5.17 부하 균형 상황에서 출력 전압 교류 성분 ( $k_{DAB} = 0.05$ )

표 5.2  $k_{DAB}$  값에 따른 전류 분배 특성 비교

$k_{DAB}$	$P_{DAB1}$	$P_{DAB2}$	$P_{DAB3}$
0.01	87.90 W	100.04 W	106.62 W
0.05	97.09 W	99.95 W	100.78 W

$v_{o2}$ ,  $v_{o3}$ 를 그림 5.17에 도시하였다. 이때는 모듈간 부하 균형이 이뤄진 상태이므로 각 성분의 위상 차가 거의 나타나지 않는다. 이로부터 제안한 제어에서는 부하의 불균형 상황을  $d$ 축 상 전압 제어 정보를 활용하여 극복할 수 있음을 확인하였다.

한편 CHB 컨버터의 개별 모듈이 전달 받는 전력은 식 (3.25)와 같다. 이때 회로의 PF와  $d$ 축 전압 제어 지령  $v_{d1}$ ,  $v_{d2}$ ,  $v_{d3}$ 를 이용하여 식 (3.25)를 계산하면 DAB 컨버터의 전력 분배 상황을 알 수 있다. 측정된 정보로부터 계산된 전력 분배 상황을 표 5.2에 정리하였다.

## 제 6 장 결론 및 향후 과제

### 6.1 결론

SST는 전력전자 기술을 활용한 변압기로 기존 변압기보다 높은 주파수를 사용할 수 있어 소형화와 경량화가 가능하다는 이점이 있다. 또한 높은 기능성으로 인해 스마트 그리드의 배전용 변압기나 전기철도 탑재용 변압기 등으로 그 활용이 점차 확대되고 있는 추세이다. 한편 높은 가격과 낮은 신뢰성은 SST의 상용화를 위하여 해결해야 하는 과제이다.

본 논문은 단상 MV-LV용 SST를 대상으로 SST의 신뢰성 제고 방안에 대해서 연구하였다. 중앙 제어기가 담당하는 역할을 최소화하는 분산 제어 방법을 제안하고 이를 검증하여 SST 신뢰성 향상에 기여하고자 하였다. 연구의 대상이 된 회로는 CHB 컨버터의 AC-DC단, 다중 모듈 DAB 컨버터의 DC-DC단, 인버터의 DC-AC단으로 이루어진 3단 구성 SST이다. 단, 분산 제어를 통한 신뢰성 향상은 다중 모듈인 경우에만 검증이 가능하므로 통상 단일 모듈로 구성되는 DC-AC단을 제외한 AC-DC단과 DC-DC단을 논의의 대상으로 한정하였다. 본 논문의 주요 연구 결과를 다음과 같이 정리할 수 있다.

(1) CHB 컨버터에 적용 가능한 새로운 분산 제어 방법

CHB 컨버터의 분산 제어 방법으로 피드포워드 기반의 간접 전류 제어

방법을 제안하였다. 제안한 방법에서는 간접 전류 제어를 통한 분산 제어로  $n$ 개 모듈의  $(n+1)$ 개의 상태 변수(1개의 입력 전류 +  $n$ 개의 DC-link 전압)를 제어할 수 있다. 단, 제안한 방법을 통해 각 CHB 모듈의 출력 전압이 기준 전압으로 수렴하기 위해서는 각 CHB 모듈이 전력을 전달 받는 속도가 모두 달라야 한다. 이를 달성하기 위하여 간접 전류 제어를 위한 피드포워드 계수를 도입하였다. 그 결과, 각 CHB 모듈의 출력 전압이 기준 전압으로 수렴할 수 있다. 제안한 방법의 성능과 각 CHB 모듈 출력 전압 수렴성에 대한 분석이 이루어졌다.

## (2) 다중 모듈 DAB 컨버터에 적용 가능한 새로운 분산 제어 방법

각 CHB 모듈이 DC-link 전압을 제어하고 있는데 모듈 간 전력 균등 분배가 이루어지지 않을 경우에 전력 변환의 품질이 떨어질 수 있다. 또한 과도하게 전력을 공급하는 모듈의 고장 확률이 증가하여 시스템의 신뢰성이 떨어지게 된다. 이에 CHB 컨버터와 DAB 컨버터의 전력 전달 원리를 이용하는 분산 제어 방법을 제안하여 모듈 간 전력 균등 분배를 달성하고자 하였다. CHB 컨버터에서 피드포워드 계수를 이용하여 간접 전류 제어 시  $d$ 축 제어 지령 정보는 각 DAB 모듈의 전력 정보를 가지게 된다. 따라서 DAB 컨버터는 CHB 컨버터의  $d$ 축 제어 지령을 피드백 정보로 이용하여 모듈 간 전력 균형을 달성할 수 있다. 제안한 제어의 성능을 분석하였으며, 이를 바탕으로 피드백 계수의 설계가 가능하도록 하였다.

제안된 분산 제어 방법들의 유효성을 3개 모듈로 이루어진 하드웨어를 구축하여 실험으로 검증하였다. 그 결과 CHB 컨버터 단에서는  $d$ 축 상 전압 제어와  $q$ 축 피드포워드 입력을 통해 지령의 입력 전류가 형성되는 것을 확인하였다. 또한 1이 아닌 PF를 이용해 제어 지령 공유 없이 3개 모듈이 각각의 출력 전압을 기준 전압으로 잘 제어할 수 있음을 확인하였다. 다중 모듈 DAB 컨버터 단에서는 CHB 컨버터 단의  $d$ 축 제어 지령 정보를 이용하여 제어 지령 공유 없이 3개 모듈 간 전력 분배 특성을 크게 향상 할 수 있음을 확인하였다.

이상의 제안된 분산 제어 방법들을 통해 중앙 제어기가 담당하는 역할을 전체 시스템 운영 지침 전달 및 모듈 고장 정보 관장 등의 보조 기능들로 축소할 수 있다. 그 결과 백업 시스템 구축이 간편해져 SST 시스템의 신뢰성 향상, 단순화 및 비용 저감 등의 효과를 기대할 수 있을 것으로 판단된다.

## 6.2 향후 과제

다음은 본 논문을 기반으로 이루어질 수 있는 향후 과제들이다.

### (1) 간접 전류 제어로 인한 문제점 분석 및 극복 방안

본 논문에서 제안하는 분산 제어 방법의 핵심은 간접 전류 제어를 이용하는 것이다. 이는 회로 설계 변수를 이용한 피드포워드를 통해 이루어지는데, 변수의 오차에 따라 제어의 성능이 좌우될 수 있다. 이에

각 설계 변수 오차에 따른 제어 성능 변화에 대해 분석이 필요하다. 다음으로 간접 전류 제어를 통해 원하는 정상 상태 전류를 얻을 수 있지만, 순간 전압 상승/하강 등과 같은 과도 상태에 대한 응답 특성은 직접 전류 제어 시보다 떨어지게 된다. 이에 과도 상태 응답 특성을 개선할 수 있는 방안에 대한 연구가 필요하다.

### (2) 모듈의 고장 탈락 시 여유도 제공에 대한 검증

모듈화를 통한 신뢰성 향상은 특정 모듈의 고장 탈락 시 나머지 모듈들이 대리 기능을 수행함으로써 달성될 수 있다. 즉, 모듈화는 시스템에 여유도를 제공할 수 있다.

본 논문에서는 제어 알고리즘 상 각 모듈이 독립적인 기능을 수행할 수 있음을 확인하였지만, 고장 상황에 대해서는 시뮬레이션을 통한 확인에 그쳤다. 따라서 특정 모듈의 고장 시 여유도 제공에 대한 내용을 하드웨어로 추가 검증할 필요가 있다.

### (3) 제안 방법을 3상 SST에 적용 시 상 단위의 모듈화 방법 수립

일반적으로 단상 SST 전력단을 모듈화할 경우 3상 SST로의 확장이 용이하며 신뢰성 측면에서도 이점을 얻을 수 있기 때문에 많은 사례들이 단상 SST를 대상으로 연구를 수행한 바 있다. 이에 본 논문에서도 단상 SST를 대상으로 분산 제어 방법을 제시하여, 단상 시스템의 모듈화 방법을 수립하였다.

3상 시스템에서도 상간 부하 불균형 문제가 존재하기 때문에 이를 상위

제어기를 통해 해결하는 것이 일반적이나, 제안 방법을 3상 SST에 적용  
시 분산 제어의 이점을 극대화하기 위해서는 상 단위의 모듈화 방법이  
추가로 수립될 필요가 있다.



## 참고문헌

- [1] J. M. Carrasco *et al.*, "Power-Electronic Systems for the Grid Integration of Renewable Energy Sources: A Survey," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 4, pp. 1002-1016, June 2006.
- [2] X. Li, D. Hui and X. Lai, "Battery Energy Storage Station (BESS)-Based Smoothing Control of Photovoltaic (PV) and Wind Power Generation Fluctuations," in *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 4, no. 2, pp. 464-473, April 2013.
- [3] G. Wu, S. Kodama, Y. Ono and Y. Monma, "A hybrid microgrid system including renewable power generations and energy storages for supplying both the DC and AC loads," *2012 International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)*, Nagasaki, 2012, pp. 1-5.
- [4] J. M. Bloemink and T. C. Green, "Benefits of Distribution-Level Power Electronics for Supporting Distributed Generation Growth," in *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 28, no. 2, pp. 911-919, April 2013.
- [5] J. Driesen and F. Katiraei, "Design for distributed energy resources," in *IEEE Power and Energy Magazine*, vol. 6, no. 3, pp. 30-40, May-June 2008.
- [6] International Energy Agency, "Medium-Term Renewable Energy Market Report 2016," IEA, 2016.
- [7] T. Strasser *et al.*, "A Review of Architectures and Concepts for Intelligence in Future Electric Energy Systems," in *IEEE Transactions on Industrial*

*Electronics*, vol. 62, no. 4, pp. 2424-2438, April 2015.

- [8] Y. Yan, Y. Qian, H. Sharif and D. Tipper, "A Survey on Smart Grid Communication Infrastructures: Motivations, Requirements and Challenges," in *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 15, no. 1, pp. 5-20, First Quarter 2013.
- [9] Siemens, "Intelligent Transformer Substations for Future-Proof Power Distribution," Siemens, 2016
- [10] 김홍래, 문승일. (2009.8). 스마트 그리드(Smart Grid)의 이해. *전기의세계*, 58(8), 22-26.
- [11] 이일우, 박완기, 박광로, 손승원 (2009). 스마트 그리드 기술 동향. *한국통신학회지(정보와통신)*, 26(9), 24-33.
- [12] 성단근, 송나옥, 고갑석, 차지영, 배국열, 장한승. (2013.3). 스마트그리드에서의 전력시스템기술과 정보통신기술의 융합. *정보과학회지*, 31(3), 10-21.
- [13] 김도현, 이병권, 한병문, 이준영, 최남섭. (2012.7). 스마트 배전을 위한 양방향 지능형 반도체 변압기. *전력전자학술대회논문집*, 252-253.
- [14] 김도현, 이병권, 한병문, 이준영, 최남섭. (2013.4). 새로운 양방향 지능형 반도체 변압기의 동작과 성능 분석. *전력전자학술대회논문지*, 18(2), 169-177.
- [15] L. Heinemann and G. Mauthe, "The universal power electronics based distribution transformer, an unified approach," *2001 IEEE 32nd Annual Power*

- Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.01CH37230)*, Vancouver, BC, 2001, pp. 504-509 vol.2.
- [16] J. E. Huber and J. W. Kolar, "Solid-State Transformers: On the Origins and Evolution of Key Concepts," in *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 10, no. 3, pp. 19-28, Fall 2016.
  - [17] X. She and A. Huang, "Solid state transformer in the future smart electrical system," *2013 IEEE Power & Energy Society General Meeting*, Vancouver, BC, 2013, pp. 1-5.
  - [18] X. She, R. Burgos, G. Wang, F. Wang and A. Q. Huang, "Review of solid state transformer in the distribution system: From components to field application," *2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Raleigh, NC, 2012, pp. 4077-4084.
  - [19] S. Inoue and H. Akagi, "A Bidirectional Isolated DC–DC Converter as a Core Circuit of the Next-Generation Medium-Voltage Power Conversion System," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 2, pp. 535-542, March 2007.
  - [20] X. Yu, X. She, X. Zhou and A. Q. Huang, "Power Management for DC Microgrid Enabled by Solid-State Transformer," in *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 5, no. 2, pp. 954-965, March 2014.
  - [21] The Electric Power Research Institute Inc., "Estimating the Costs and Benefits of the Smart Grid," EPRI, 2011
  - [22] J. W. Kolar and G. Ortiz, "Solid-state-transformers: Key components of future

- traction and smart grid systems,” in *Proc. IPEC ECCE Asia*, Hiroshima, Japan, 2014, pp. 22–35.
- [23] J. W. Kolar and J. E. Huber, “Solid-State Transformers in Future Traction and Smart Grids,” in *Proc. PCIM 2014 Seminar*, Nuremberg, Germany, 2014.
- [24] A. Shri, "A Solid-State Transformer For Interconnection Between The Medium And The Low Voltage Grid," Master of Science Thesis, Delft University of Technology, Netherlands, 2013.
- [25] 전기신문, "공급과 수요에 반응하는 스마트 변압기," 2015 년 5 월 6 일
- [26] E. Cipriano, C. B. Jacobina, E. R. C. da Silva and N. Rocha, "Single-Phase to Three-Phase Power Converters: State of the Art," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 5, pp. 2437-2452, May 2012.
- [27] Texas Instruments Products. (2016). [Online]. Available: <http://www.ti.com>.
- [28] ST Microelectronics Products. (2016). [Online]. Available: <http://www.st.com>.
- [29] Fairchild Products. (2016). [Online]. Available: <http://www.fairchildsemi.com>.
- [30] R. Grinberg, G. Riedel, A. Korn, P. Steimer and E. Bjornstad, "On reliability of medium voltage multilevel converters," *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, Denver, CO, 2013, pp. 4047-4052.
- [31] J. Huber, J. Kolar, "Optimum Number of Cascaded Cells for High-Power Medium-Voltage AC-DC Converters," in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. PP, no. 99, pp. 1-1
- [32] H. Fan, "Advanced Medium-Voltage Bidirectional DC-DC Conversion

- Systems for Future Electric Energy Delivery and management Systems," Florida State University, Tallahassee, USA, 2011.
- [33] P. Moamaei, H. Mahmoudi and R. Ahmadi, "Fault-tolerant operation of cascaded H-Bridge inverters using one redundant cell," *2015 IEEE Power and Energy Conference at Illinois (PECI)*, Champaign, IL, 2015, pp. 1-5.
  - [34] M. A. Parker, C. Ng and L. Ran, "Fault-Tolerant Control for a Modular Generator–Converter Scheme for Direct-Drive Wind Turbines," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 1, pp. 305-315, Jan. 2011.
  - [35] M. A. Parker, L. Ran and S. J. Finney, "Distributed Control of a Fault-Tolerant Modular Multilevel Inverter for Direct-Drive Wind Turbine Grid Interfacing," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 2, pp. 509-522, Feb. 2013.
  - [36] L. Gong, K. Dai, J. Chen, Y. Huang and Y. Kang, "Design and implementation of distributed control system for cascaded H-Bridge multilevel STATCOM," *2011 Twenty-Sixth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Fort Worth, TX, 2011, pp. 1544-1551.
  - [37] T. A. Short, *Electric Power Distribution Handbook*. FL:CRC Press, 2004.
  - [38] 김정원, "분산전원 시스템에 적용 가능한 모듈화 컨버터의 구성 및 제어 방법," 박사학위논문, 서울대학교, 2001.
  - [39] S. Anand and B. G. Fernandes, "Modified droop controller for paralleling of dc-dc converters in standalone dc system," in *IET Power Electronics*, vol. 5, no. 6, pp. 782-789, July 2012.

- [40] B. T. Irving and M. M. Jovanovic, "Analysis, design, and performance evaluation of droop current-sharing method," *APEC 2000. Fifteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No.00CH37058)*, New Orleans, LA, 2000, pp. 235-241 vol.1.
- [41] S. K. Mazumder, M. Tahir and K. Acharya, "Master-Slave Current-Sharing Control of a Parallel DC-DC Converter System Over an RF Communication Interface," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 1, pp. 59-66, Jan. 2008.
- [42] T. Lu, Z. Zhao, H. Yu, S. Ji, L. Yuan and F. He, "Parameter Design of a Three-Level Converter Based on Series-Connected HV-IGBTs," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, no. 6, pp. 3943-3954, Nov.-Dec. 2014.
- [43] S. Ji, T. Lu, Z. Zhao, H. Yu and L. Yuan, "Series-Connected HV-IGBTs Using Active Voltage Balancing Control With Status Feedback Circuit," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 8, pp. 4165-4174, Aug. 2015.
- [44] A. Piazzesi and L. Meysenc, "Series connection of 3.3 kV IGBTs with active voltage balancing," *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551)*, 2004, pp. 893-898 Vol.2.
- [45] N. Y. A. Shamma, R. Withanage and D. Chamund, "Review of series and parallel connection of IGBTs," in *IEE Proceedings - Circuits, Devices and Systems*, vol. 153, no. 1, pp. 34-39, Feb. 2006.
- [46] J. W. Baek, D. W. Yoo and H. G. Kim, "High-voltage switch using series-

- connected IGBTs with simple auxiliary circuit," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 37, no. 6, pp. 1832-1839, Nov/Dec 2001.
- [47] D. Aggeler, J. Biela and J. W. Kolar, "A compact, high voltage 25 kW, 50 kHz DC-DC converter based on SiC JFETs," *2008 Twenty-Third Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, Austin, TX, 2008, pp. 801-807.
- [48] K. Shenai, "Switching Megawatts with Power Transistors, " in *Interface Magazine*, vol. 22, no. 1, pp. 47-53, 2013.
- [49] G. Meneghesso *et al.*, "Reliability of GaN High-Electron-Mobility Transistors: State of the Art and Perspectives," in *IEEE Transactions on Device and Materials Reliability*, vol. 8, no. 2, pp. 332-343, June 2008.
- [50] A. Lidow, J. Strydom, R. Strittmatter and C. Zhou, "GaN: A Reliable Future in Power Conversion: Dramatic performance improvements at a lower cost," in *IEEE Power Electronics Magazine*, vol. 2, no. 1, pp. 20-26, March 2015.
- [51] S. Ji, D. Reusch and F. C. Lee, "High-Frequency High Power Density 3-D Integrated Gallium-Nitride-Based Point of Load Module Design," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 9, pp. 4216-4226, Sept. 2013.
- [52] B. Wang, N. Tipirneni, M. Riva, A. Monti, G. Simin and a. E. Santi, "An Efficient High-Frequency Drive Circuit for GaN Power HFETs," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 45, no. 2, pp. 843-853, March-april 2009.
- [53] 장바울, 강상우, 조보형, 김진한, 서한솔, 박현수. (2015.6). GaN

FET 을 이용한 토템폴 구조의 브리지리스 부스트 PFC 컨버터.  
전력전자학회논문지, 20(3), 214-222.

- [54] A. Tripathi *et al.*, "Grid connected CM noise considerations of a three-phase multi-stage SST," *2015 9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia)*, Seoul, 2015, pp. 793-800.
- [55] D. Rothmund, G. Ortiz, T. Guillod and J. W. Kolar, "10kV SiC-based isolated DC-DC converter for medium voltage-connected Solid-State Transformers," *2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Charlotte, NC, 2015, pp. 1096-1103.
- [56] T. Zhao, L. Yang, J. Wang and A. Q. Huang, "270 kVA Solid State Transformer Based on 10 kV SiC Power Devices," *2007 IEEE Electric Ship Technologies Symposium*, Arlington, VA, 2007, pp. 145-149.
- [57] S. Madhusoodhanan *et al.*, "Solid-State Transformer and MV Grid Tie Applications Enabled by 15 kV SiC IGBTs and 10 kV SiC MOSFETs Based Multilevel Converters," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, no. 4, pp. 3343-3360, July-Aug. 2015.
- [58] K. Hatua, S. Dutta, A. Tripathi, S. Baek, G. Karimi and S. Bhattacharya, "Transformer less Intelligent Power Substation design with 15kV SiC IGBT for grid interconnection," *2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, Phoenix, AZ, 2011, pp. 4225-4232.
- [59] S. Khomfoi and L. M. Tolbert, "Multilevel power converters," in *Power Electronics Handbook*, 3<sup>rd</sup> edition. Netherlands: Elsevier, 2007, pp. 455-486.



- [60] Jih-Sheng Lai and Fang Zheng Peng, "Multilevel converters-a new breed of power converters," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 32, no. 3, pp. 509-517, May/Jun 1996.
- [61] L. C. Mazza, D. Oliveira, F. Antunes, A. Dias, J. C. da Silva and A. Freitas, "Bidirectional converter with high frequency isolation feasible to solid state transformer applications," *2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe)*, Karlsruhe, 2016, pp. 1-9.
- [62] M. A. Moonem, C. L. Pechacek, R. Hernandez and H. Krishnaswami, Analysis of a Multilevel Dual Active Bridge (ML-DAB) DC-DC Converter Using Symmetric Modulation, in *Electronics*, vol. 4, no. 2, pp. 239-560, April 2015.
- [63] T. Zhao, G. Wang, S. Bhattacharya and A. Q. Huang, "Voltage and Power Balance Control for a Cascaded H-Bridge Converter-Based Solid-State Transformer," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 4, pp. 1523-1532, April 2013.
- [64] J. Shi, W. Gou, H. Yuan, T. Zhao and A. Q. Huang, "Research on voltage and power balance control for cascaded modular solid-state transformer," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 4, pp. 1154-1166, April 2011.
- [65] X. She, A. Q. Huang, T. Zhao and G. Wang, "Coupling Effect Reduction of a Voltage-Balancing Controller in Single-Phase Cascaded Multilevel Converters," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 8, pp.

3530-3543, Aug. 2012.

- [66] X. Yu, X. She, X. Ni and A. Q. Huang, "System Integration and Hierarchical Power Management Strategy for a Solid-State Transformer Interfaced Microgrid System," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 8, pp. 4414-4425, Aug. 2014.
- [67] X. She, X. Yu, F. Wang and A. Q. Huang, "Design and Demonstration of a 3.6-kV-120-V/10-kVA Solid-State Transformer for Smart Grid Application," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 8, pp. 3982-3996, Aug. 2014.
- [68] 이승용, "3 레벨 NPC 컨버터/인버터의 3 병렬 운전, " 석사학위논문, 서울대학교, 2010.
- [69] 김명호, "직렬 연결 고주파 변압기를 갖는 계통 연계형 양방향 교류 전력 변환 회로, " 박사학위논문, 서울대학교, 2013.
- [70] C. Newton, M. Sumner and T. Alexander, "Multi-level converters: a real solution to high voltage drives?," *IEE Colloquium on Update on New Power Electronic Techniques (Digest No: 1997/091)*, London, 1997, pp. 3/1-3/5.
- [71] J. Pou, R. Pindado and D. Boroyevich, "Voltage-balance limits in four-level diode-clamped converters with passive front ends," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 52, no. 1, pp. 190-196, Feb. 2005.
- [72] M. Malinowski, K. Gopakumar, J. Rodriguez and M. A. Perez, "A Survey on Cascaded Multilevel Inverters," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 7, pp. 2197-2206, July 2010.

- [73] J. Wen and K. Ma Smedley, "Synthesis of Multilevel Converters Based on Single- and/or Three-Phase Converter Building Blocks," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 3, pp. 1247-1256, May 2008.
- [74] P. Lezana and G. Ortiz, "Extended Operation of Cascade Multicell Converters Under Fault Condition," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 7, pp. 2697-2703, July 2009.
- [75] A. Dell'Aquila, M. Liserre, V. G. Monopoli and P. Rotondo, "An energy-based control for an n-H-bridges multilevel active rectifier," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 52, no. 3, pp. 670-678, June 2005.
- [76] J. A. Barrena, L. Marroyo, M. A. Rodriguez Vidal and J. R. Torrealday Apraiz, "Individual Voltage Balancing Strategy for PWM Cascaded H-Bridge Converter-Based STATCOM," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 1, pp. 21-29, Jan. 2008.
- [77] X. Ruan, W. Chen, L. Cheng, C. K. Tse, H. Yan and T. Zhang, "Control Strategy for Input-Series–Output-Parallel Converters," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 4, pp. 1174-1185, April 2009.
- [78] R. Giri, V. Choudhary, R. Ayyanar and N. Mohan, "Common-duty-ratio control of input-series connected modular DC-DC converters with active input voltage and load-current sharing," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 42, no. 4, pp. 1101-1111, July-Aug. 2006.
- [79] Y. Huang, C. K. Tse and X. Ruan, "General Control Considerations for Input-Series Connected DC/DC Converters," in *IEEE Transactions on Circuits and*

- Systems I: Regular Papers*, vol. 56, no. 6, pp. 1286-1296, June 2009.
- [80] W. Chen, G. Wang, X. Ruan, W. Jiang and W. Gu, "Wireless Input-Voltage-Sharing Control Strategy for Input-Series Output-Parallel (ISOP) System Based on Positive Output-Voltage Gradient Method," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 11, pp. 6022-6030, Nov. 2014.
  - [81] S. Falcones, X. Mao and R. Ayyanar, "Topology comparison for Solid State Transformer implementation," *IEEE PES General Meeting*, Minneapolis, MN, 2010, pp. 1-8.
  - [82] M. Kang, P. N. Enjeti and I. J. Pitel, "Analysis and design of electronic transformers for electric power distribution system," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 14, no. 6, pp. 1133-1141, Nov 1999.
  - [83] K. Basu, A. Shahani, A. K. Sahoo and N. Mohan, "A Single-Stage Solid-State Transformer for PWM AC Drive With Source-Based Commutation of Leakage Energy," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 3, pp. 1734-1746, March 2015.
  - [84] H. Wei and L. Lei, "Input-series output-parallel AC/AC converter," *2010 5<sup>th</sup> IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*, Taichung, 2010, pp. 1018-1022.
  - [85] H. Qin and J. W. Kimball, "AC-AC dual active bridge converter for solid state transformer," *2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, San Jose, CA, 2009, pp. 3039-3044.
  - [86] G. Xu, D. Sha and X. Liao, "Input-series-output-parallel connected modular

- high frequency isolated AC–AC converters with positive compensation of inner-current loop," in *IET Power Electronics*, vol. 9, no. 9, pp. 1784-1791, 7 27 2016.
- [87] T. Fang, X. Ruan and C. K. Tse, "Control Strategy to Achieve Input and Output Voltage Sharing for Input-Series–Output-Series-Connected Inverter Systems," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 6, pp. 1585-1596, June 2010.
- [88] A. J. B. Bottion and I. Barbi, "Input-Series and Output-Series Connected Modular Output Capacitor Full-Bridge PWM DC–DC Converter," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 10, pp. 6213-6221, Oct. 2015.
- [89] H. Keyhani, H. A. Toliyat, M. Harfman-Todorovic, R. Lai and R. Datta, "An Isolated Resonant AC-Link Three-Phase AC–AC Converter Using a Single HF Transformer," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 10, pp. 5174-5183, Oct. 2014.
- [90] X. Mao, R. Ayyanar and S. Falcones, "A Modular, Interleaved AC-AC Flyback Topology for Solid State Transformer," in *Proc. FREEDM Annual Conference 2009*, North Carolina State University, Raleigh, NC, May 18-19, 2009, pp. 221-224.
- [91] A. Dell'Aquila, M. Liserre, V. G. Monopoli and P. Rotondo, "Overview of PI-Based Solutions for the Control of DC Buses of a Single-Phase H-Bridge Multilevel Active Rectifier," in *IEEE Transactions on Industry Applications*,

- vol. 44, no. 3, pp. 857-866, May-june 2008.
- [92] S. Vazquez *et al.*, "Analysis of the Power Balance in the Cells of a Multilevel Cascaded H-Bridge Converter," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 7, pp. 2287-2296, July 2010.
  - [93] X. Yu, X. She, A. Huang and L. Liu, "Distributed power balance strategy for DC/DC converters in solid state transformer," *2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014*, Fort Worth, TX, 2014, pp. 989-994.
  - [94] X. She, A. Q. Huang and X. Ni, "Current Sensorless Power Balance Strategy for DC/DC Converters in a Cascaded Multilevel Converter Based Solid State Transformer," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 1, pp. 17-22, Jan. 2014.
  - [95] S. B. Karanki and D. Xu, "Voltage droop control of dual active bridge for integrating battery energy storage to utility grid," *2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Pittsburgh, PA, 2014, pp. 2227-2232.
  - [96] A. Birolini, *Quality and Reliability of Technical Systems*. New York:Springer-Verlag, 1997.
  - [97] Y. Song and B. Wang, "Survey on Reliability of Power Electronic Systems," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 1, pp. 591-604, Jan. 2013.
  - [98] S. Yang, A. Bryant, P. Mawby, D. Xiang, L. Ran and P. Tavner, "An Industry-Based Survey of Reliability in Power Electronic Converters," in *IEEE*

- Transactions on Industry Applications*, vol. 47, no. 3, pp. 1441-1451, May-June 2011.
- [99] H. Sepahvand, M. Ferdowsi and K. A. Corzine, "Fault recovery strategy for hybrid cascaded H-bridge multi-level inverters," *2011 Twenty-Sixth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Fort Worth, TX, 2011, pp. 1629-1633.
  - [100] V. Choudhary, E. Ledezma, R. Ayyanar and R. M. Button, "Fault Tolerant Circuit Topology and Control Method for Input-Series and Output-Parallel Modular DC-DC Converters," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 1, pp. 402-411, Jan. 2008.
  - [101] W. Song and A. Q. Huang, "Fault-Tolerant Design and Control Strategy for Cascaded H-Bridge Multilevel Converter-Based STATCOM," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 8, pp. 2700-2708, Aug. 2010.
  - [102] S. Yoon, H. Oh and S. Choi, "Controller Design and Implementation of Indirect Current Control Based Utility-Interactive Inverter System," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 1, pp. 26-30, Jan. 2013.
  - [103] H. C. Chen, "Single-Loop Current Sensorless Control for Single-Phase Boost-Type SMR," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 1, pp. 163-171, Jan. 2009.
  - [104] V. B. Sriram, S. SenGupta and A. Patra, "Indirect current control of a single-phase voltage-sourced boost-type bridge converter operated in the rectifier

- mode," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, no. 5, pp. 1130-1137, Sept. 2003.
- [105] Liqun He, J. Xiong, Hui Ouyang, Pengju Zhang and K. Zhang, "Transient-free method of indirect current control for railway traction four-quadrant converters," *IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, Montreal, QC, 2012, pp. 834-839.
- [106] Y. M. Park, J. Y. Yoo and S. B. Lee, "Practical Implementation of PWM Synchronization and Phase-Shift Method for Cascaded H-Bridge Multilevel Inverters Based on a Standard Serial Communication Protocol," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 44, no. 2, pp. 634-643, March-april 2008.
- [107] 박영민, 유한승, 이현원, 이세현, 이충동, 유지윤. (2004.12). 직렬통신을 이용한 H-브릿지 멀티레벨 인버터의 PWM 구현방법. 전력전자학회논문지, 9(6), 620-627.
- [108] L. Rodrigues, M. Guimaraes and J. Rufino, "Fault-tolerant clock synchronization in CAN," *Proceedings 19th IEEE Real-Time Systems Symposium*, Madrid, 1998, pp. 420-429.
- [109] B. Zhao, Q. Song, W. Liu and Y. Sun, "Overview of Dual-Active-Bridge Isolated Bidirectional DC-DC Converter for High-Frequency-Link Power-Conversion System," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 8, pp. 4091-4106, Aug. 2014.
- [110] H. Qin and J. W. Kimball, "Generalized Average Modeling of Dual Active



- Bridge DC–DC Converter," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 4, pp. 2078-2084, April 2012.
- [111] P. Zumel *et al.*, "Modular Dual-Active Bridge Converter Architecture," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 52, no. 3, pp. 2444-2455, May-June 2016.
  - [112] J. Hiltunen, V. Väisänen, R. Juntunen and P. Silventoinen, "Variable-Frequency Phase Shift Modulation of a Dual Active Bridge Converter," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 12, pp. 7138-7148, Dec. 2015.
  - [113] W. Choi, K. M. Rho and B. H. Cho, "Fundamental Duty Modulation of Dual-Active-Bridge Converter for Wide-Range Operation," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 6, pp. 4048-4064, June 2016.
  - [114] F. Krismer, "Modeling and Optimization of Bidirectional Dual Active Bridge DC-DC Converter Topology." Ph.D. Dissertation, Swiss Federal Institute of Technology (ETH) Zurich, Zurich, Switzerland, 2010.
  - [115] I. Agirman and V. Blasko, "A novel control method of a VSC without AC line voltage sensors," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, no. 2, pp. 519-524, Mar/Apr 2003.
  - [116] J. J. Jung, E. S. Jung, J. I. Ha and S. K. Sul, "Initial voltage angle detection method of a PWM converter without any grid voltage measurement using conduction state of diodes for smooth starting," *Proceedings of The 7th International Power Electronics and Motion Control Conference*, Harbin, China, 2012, pp. 730-734.

- [117] J. A. Suul, A. Luna, P. Rodriguez and T. Undeland, "Voltage-Sensor-Less Synchronization to Unbalanced Grids by Frequency-Adaptive Virtual Flux Estimation," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 7, pp. 2910-2923, July 2012.

## 부 록

### A. 시뮬레이션 회로도

#### A.1 CHB 컨버터 시뮬레이션 회로도

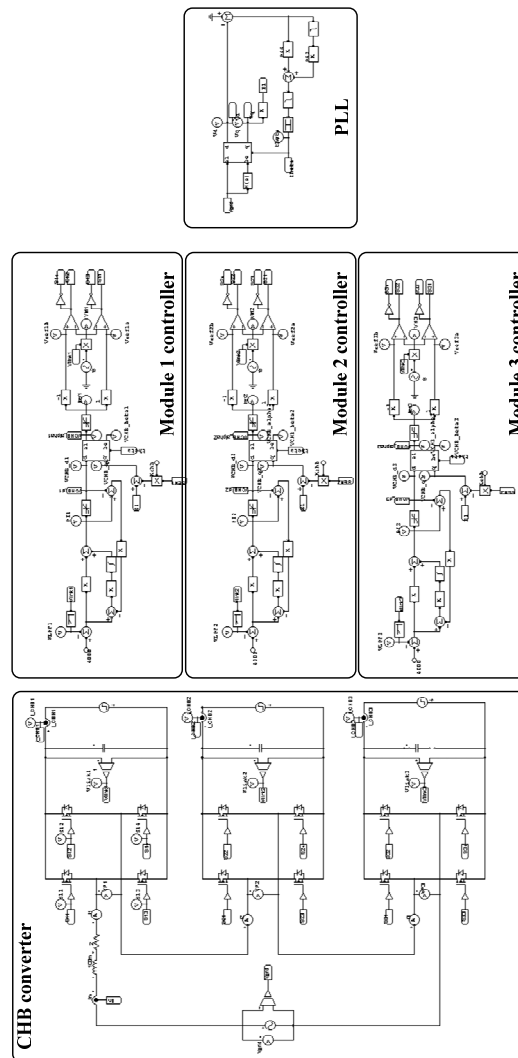


그림 A.1 3.5.1의 모의 실험에 사용된 시뮬레이션 회로도

## A.2 CHB 컨버터 고장 상황 시뮬레이션 회로도

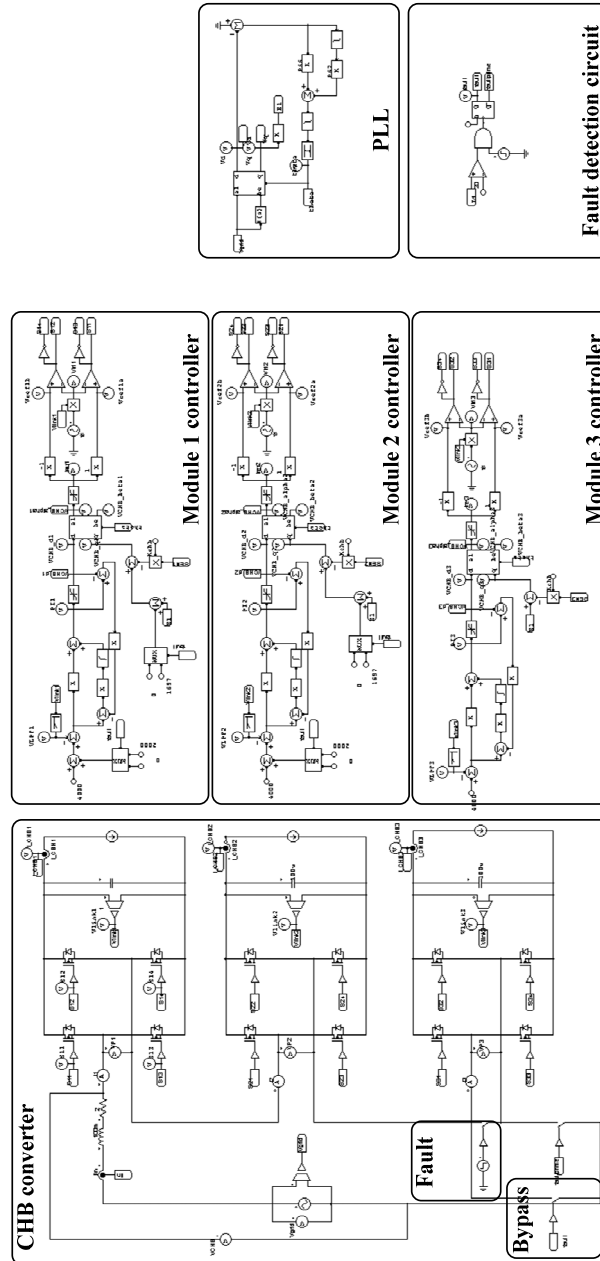


그림 A.23.5.2의 모의 실험에 사용된 시뮬레이션 회로도

### A.3 다중 모듈 DAB 컨버터 시뮬레이션 회로도

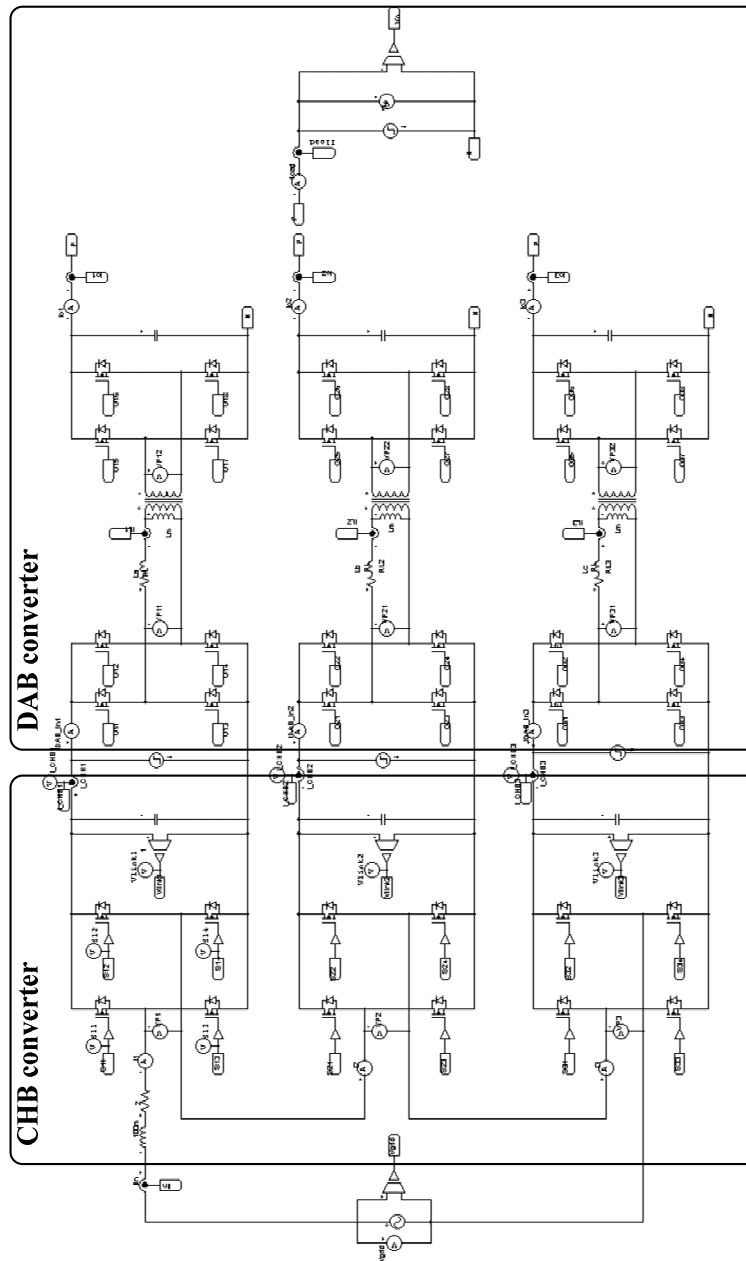


그림 A.34.4의 모의 실험에 사용된 시뮬레이션 회로도 (전력단)

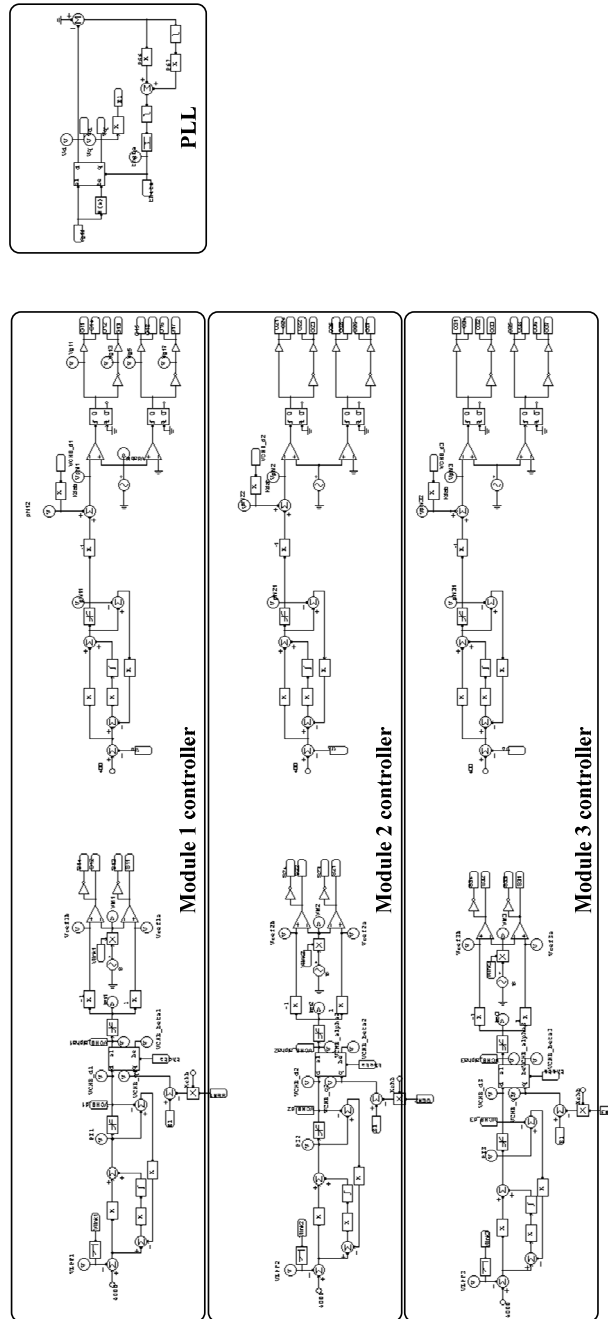


그림 A.4.4.4의 모의 실험에 사용된 시뮬레이션 회로도 (제어단)

## B. 하드웨어 회로도

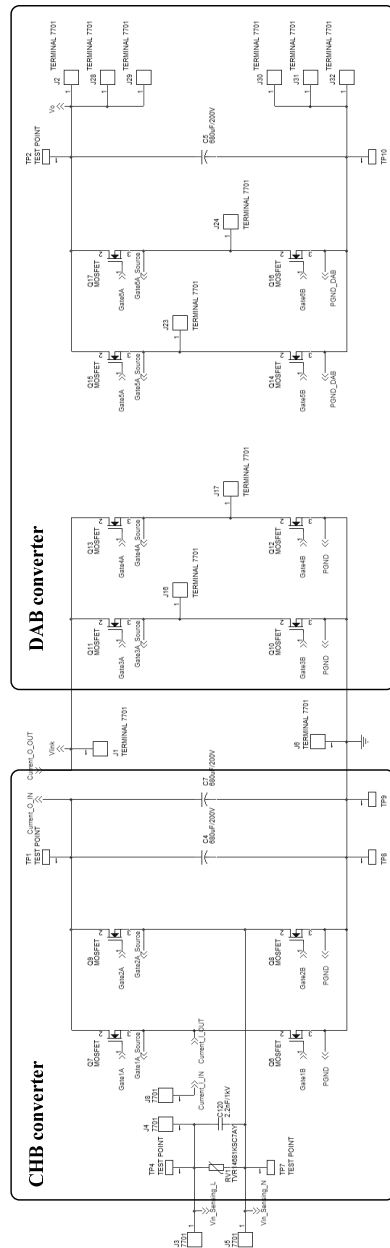


그림 B.1 CHB 컨버터 및 DAB 컨버터의 하드웨어 회로도

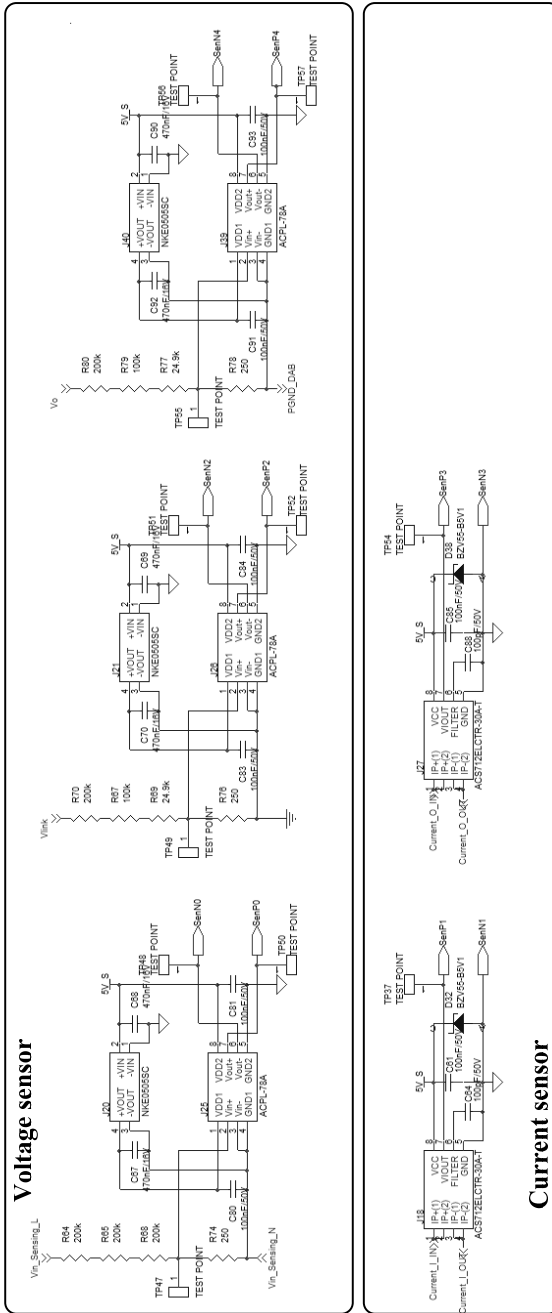


그림 B.2 전압 센서 및 전류 센서 하드웨어 회로도



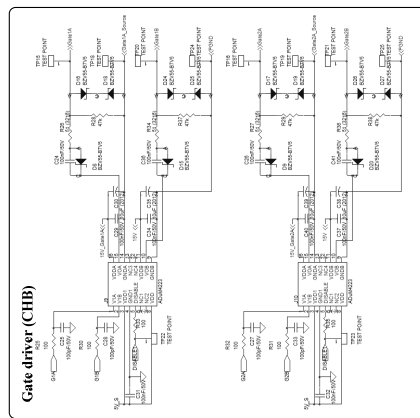
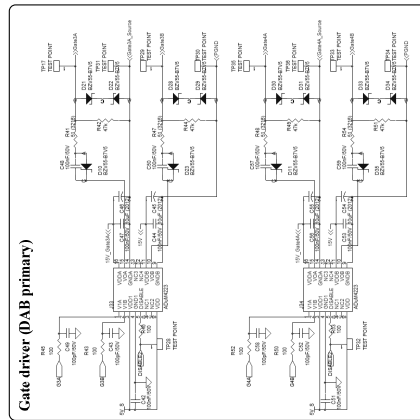
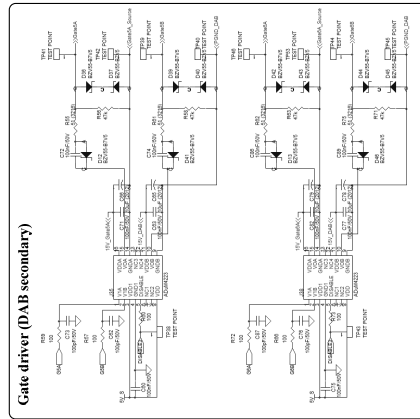


그림 B.3 게이트 드라이버 하드웨어 회로도

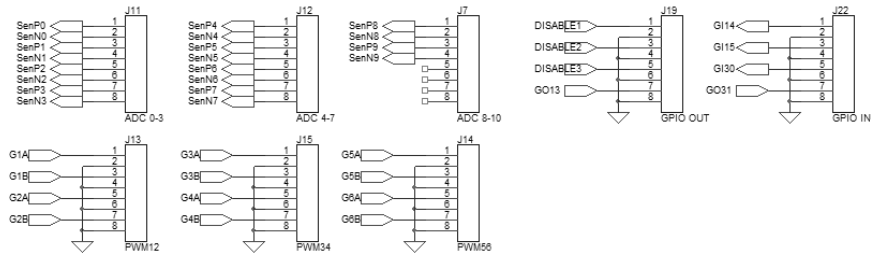


그림 B.4 제어 입력 단자 및 제어 출력 단자

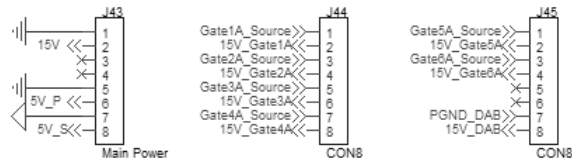


그림 B.5 보조 전원 단자

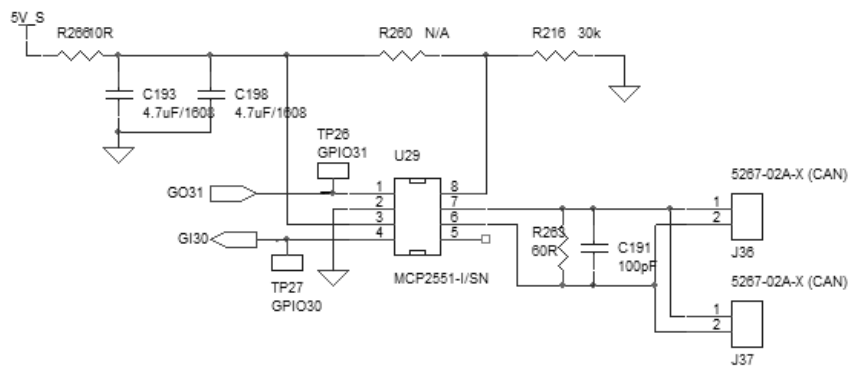


그림 B.6 CAN transceiver 회로도

## **Abstract**

# **A Distributed Control for Improving Reliability of Single Phase Solid State Transformer with Three Stage Configuration**

Paul Jang

Department of Electrical Engineering and Computer Science

The Graduate School

Seoul National University

This paper investigates a distributed control strategy for improving reliability of single phase Solid State Transformer (SST). The subject of the study is 3 stage SST composed of Cascaded-H Bridge (CHB) converter, Dual-Active Bridge (DAB) converter, and inverter. However, this study has focused on CHB converter and DAB converter since the distributed control strategy is only effective for multi module converters.

The indirect current control based on feedforward is proposed as the distributed control strategy for CHB converter. The proposed control can manage  $n + 1$  state

variables (one current plus  $n$  DC voltages) with only  $n$  switching functions. However, the capability offering different power from the others should be guaranteed for the output voltage convergence. Therefore, the feedforward coefficient  $k_{CHB}$  is introduced. Since there is a trade-off between DC voltage convergence and power factor,  $k_{CHB}$  should be properly designed according to the system requirement. Therefore, the corresponding analysis has been conducted. The stability of the proposed control has been also examined through small signal model of the CHB converter.

Meanwhile the load current of CHB converter is not evenly distributed while DC voltage is controlled, an increase in the harmonic content can deteriorate the power quality because of overmodulation. Moreover, the module where high current flows can suffer from high temperature rise, and the system reliability would be decreased unless the current is distributed uniformly. To handle these problem, this paper proposed a new distributed control strategy for DAB converter using power delivery principle of CHB and DAB converters. The  $d$ -axis component of CHB converter control signal has load current information of each. Through the feedback control using this information, the power balance among modules can be achieved. The performance analysis has been conducted, and the proper feedback coefficient  $k_{DAB}$  can be designed based on the analysis.

The validity of the proposed strategy is verified through the experiment. From the experimental results, the output voltage of each CHB module is converged while the input current is indirectly controlled. The power distribution characteristic is also improved on DAB modules.

From the proposed control strategy, each module can be controlled independently without sharing any control information. Therefore, the role of the central controller is reduced to auxiliary functions such as operation principle transfer, fault diagnosis, and so on. As a result, introduction of the redundancy on the interface device level becomes easy, which simplifies the system design and assembly. From these aspects, the proposed control strategy is expected to improve the reliability of SST.

**Keywords : Solid state transformer, modularization, reliability, distributed control, medium voltage**

**Student Number : 2010-20879**